

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID

ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



Escuela Politécnica Superior



Universidad Autónoma
de Madrid

**Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de la
Telecomunicación**

TRABAJO FIN DE GRADO

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ANTENAS MIMO

Autor: Julio García Romero

Tutor: Bazil Taha Ahmed

JUNIO 2020

DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE ANTENAS MIMO

AUTOR: Julio García Romero

TUTOR: Bazil Taha Ahmed



Grupo de Radiofrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas (RFCAS)

Dpto. de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones

Escuela Politécnica Superior

Universidad Autónoma de Madrid

JUNIO de 2020

Resumen (castellano)

El objetivo principal de este Trabajo Fin de Grado ha sido el diseño y la simulación de dos antenas direccionales utilizando la tecnología MIMO (*Multiple Inputs Multiple Outputs*), que consiste en la utilización de un array de múltiples antenas con las mismas propiedades para conseguir mejorar las características del sistema.

Las antenas serán diseñadas en tecnología *microstrip*, sobre un sustrato FR-4 cuya constante dieléctrica es $\epsilon_r = 4.4$ y espesor $h = 1.55 \text{ mm}$.

La primera, es una antena de parche multibanda de cuatro elementos que trabaja en la banda UHF (*Ultra High Frequency*) a las frecuencias Wi-Fi y Wi-Max de 2.45 GHz, 3.6 GHz y 5.5 GHz, mientras que la segunda es una antena logarítmica periódica de dos elementos que trabaja en la banda SHF (*Super High Frequency*) la cual es utilizada para WLAN, comunicaciones por satélite, radioenlaces y radar aéreo. Concretamente, diseñaremos la antena para que trabaje en la banda de 3 a 11 GHz.

En primera instancia, se ha realizado el diseño teórico de las dimensiones de las antenas mediante los programas Mathcad, Matlab y la herramienta LineCalc del programa *Advanced Design System* (ADS). Una vez dimensionadas, se han simulado electromagnéticamente mediante el programa *Computer Simulation Technology Studio Suite* (CST) y tras este paso se han optimizado las dimensiones teóricas variándolas levemente para ajustarlas a las especificaciones requeridas en la simulación y de esa manera obtener el diseño final.

En ambas antenas se ha comenzado realizando el diseño y la simulación de un único elemento, conocido también como elemento unitario, para más adelante implementar la tecnología MIMO, duplicando las antenas para que tengan dos elementos cada una. En el caso de la antena de parche multibanda también se ha diseñado y simulado la antena MIMO de cuatro elementos.

Para evitar el acoplo radiado entre los elementos de las antenas y atenuar la propagación del campo electromagnético entre ellos, se han utilizado superficies metálicas a modo de pantalla y filtros EBG (*Electromagnetic Band Gap*).

Por pérdidas del blindaje por absorción, pérdidas por reflexiones internas de la barrera metálica o mediante el uso de estos filtros, se consigue apantallar la radiación entre elementos de la antena ya sea en una frecuencia en concreto o en toda la banda, evitando así niveles altos de acoplamiento entre elementos.

Palabras clave (castellano)

Antena, MIMO, parche, tecnología *microstrip*, línea de transmisión, filtro EBG, antena logarítmica periódica (LPDA), parámetros S, ancho de banda, multibanda, sustrato FR-4, CST.

Abstract (English)

The main objective of this final degree project has been the design and the simulation of two directional antennas using MIMO (Multiple Inputs Multiple Outputs) technology. This consists in the utilization of many antennas with similar properties to create an array that improves the system characteristics.

The antennas are going to be designed with microstrip technology, on a FR-4 substrate. The dielectric constant is $\epsilon_r = 4.4$ and the thickness is $h = 1.55 \text{ mm}$.

The first MIMO antenna is a four-element multiband patch antenna that works on the UHF (Ultra High Frequency) band. Specifically, at Wi-Fi and Wi-Max frequencies of 2.45 GHz, 3.6 GHz and 5.5 GHz. The second, is a two-element log-periodic antenna (LPDA) that works on SHF (Super High Frequency) band. This band is commonly used for WLAN, satellite communications and air radar. Specifically, we are going to design the antenna to work on the 3-11GHz band.

Firstly, we have realised the theoretical design of the antennas' dimensions with the following professional softwares: Mathcad, Matlab, and the tool LineCalc from Advanced Design System (ADS). Computer Simulation Technology Studio Suite (CST) has been used to establish the electromagnetic simulations. To get the final design in these programs, the theoretical dimensions have been slightly modified.

In both antennas, we have designed and simulated the unitary elements, to finally realize the two-elements MIMO antennas duplicating this unitary element. For the multiband patch antenna, the four-element MIMO antenna has also been simulated.

Metallic barriers and EBG (Electromagnetic Band Gap) filters have been used to avoid the mutual coupling and to prevent the propagation of the electromagnetic field between the elements. These offer us the opportunity to avoid the radiation at one frequency or in a larger frequency band.

Keywords (English)

Antenna, MIMO, patch, microstrip, transmission line, EBG filter, log periodic antenna (LPDA), S-parameters, band width, multiband, FR-4 substrate, CST.

Agradecimientos

Recuerdo el día en el que respondí a una de las míticas “¿Alguna pregunta?” en la clase de Bazil, a lo que él me contestó: “Si quieres saber más, tendrás que hacer el TFG conmigo”. Bueno, aquí estoy, agradeciéndole hoy por la ayuda incansable que nos ha dado a cada uno de sus alumnos del TFG, pasando todas las mañanas del año con nosotros en el laboratorio de RFCAS, resolviendo nuestras miles de dudas, dándonos buena conversación y generando un muy buen ambiente, que ha hecho que no nos importara estar ahí horas y horas entre las interminables simulaciones de CST, pero lo que es más importante, preocupándose siempre por nosotros, muchísimas gracias Bazil. Gracias por enseñarnos y por ser nuestro maestro.

Sin duda, a los que más debo agradecer el haber podido llegar hasta este punto de mi vida académica es a mis padres, los cuales se esfuerzan cada día en darnos lo que ellos no han podido tener, mientras nos quieren más que a nada en el mundo.

Gracias a mi madre, por ponerse todas las tardes conmigo cuando era pequeño a preguntarme la lección e incluso estudiarla conmigo. Desde que los abuelos y la bisabuela no están, nada es lo mismo, pero sé que nos cuidan desde algún sitio y sé que están felices de vernos seguir adelante, eres la mejor madre del planeta y la mejor persona que conozco.

Gracias a mi padre, por explicarme matemáticas cuando no tenía sueño en las siestas de niño, por enseñarme a tener picardía y a ser inteligente para resolver mis problemas.

Estoy muy orgulloso de vosotros, de teneros como padres y os quiero muchísimo.

Muchísimas gracias a mi hermano Fidel y a mi otro hermano Tawfiq, por estar conmigo desde que tengo memoria y por siempre haber estado ahí para apoyarme en todo, hemos crecido juntos y juntos seguiremos siempre. Sois lo mejor que se puede tener. Os quiero.

Gracias también a los buenos compañeros y profesores del Colegio Virgen de los Remedios, del Instituto Marqués de Santillana y de la EPS de la UAM, por haber ido creando una escalera con la cual he conseguido el sustento necesario para poder ir superando los obstáculos e ir hacia arriba. Nunca hubiese conseguido nada sin vosotros.

Mil gracias a toda mi familia y amigos de Colmenar Viejo y a las personas que me rodean y me quieren cada día, que confían y creen en mí.

Hay días divertidos, hay días realmente geniales y luego, hay días simplemente especiales. Todos ellos, gracias a una única persona en el mundo, alguien que comparte mi locura y que agradezco que haya llegado a mi vida, gracias por alegrarme los días, gracias por darme los momentos más maravillosos y muchas gracias por haber aparecido en mi vida. Eres lo mejor que podría haberme pasado y es un sueño hecho realidad tenerte a mi lado. Contigo tengo lo que siempre he querido. Te amo Tris, gracias por todo.

Julio García Romero.

Junio 2020.

ÍNDICE DE CONTENIDOS

1	Introducción.....	1
1.1	Motivación.....	1
1.2	Objetivos.....	2
1.3	Organización de la memoria.....	3
2	Teoría y fundamentos de las tecnologías.....	4
2.1	El Sistema Transmisor-Receptor	4
2.2	Conceptos relacionados y definición de antena.....	4
2.3	Tipos de antenas	6
2.4	Parámetros fundamentales de las antenas.....	7
2.4.1	Modelo circuital de la antena.....	7
2.4.2	Diagrama de radiación, directividad y eficiencia	8
2.4.3	Tipos de polarización.....	10
2.4.4	Parámetros S y ancho de banda	10
2.5	La tecnología MIMO y la propagación multicamino	11
3	Antena MIMO multibanda	12
3.1	La tecnología microstrip y el elemento unitario del parche	12
3.2	Elemento resonante para trabajar a 2.45 GHz y 3.6 GHz.....	18
3.3	Antena MIMO multibanda de dos elementos en horizontal.....	19
3.4	Barrera metálica y separación de los planos de masa.....	20
3.5	Antena MIMO multibanda de dos elementos en vertical	22
3.6	Barrera metálica en la disposición vertical.....	23
3.7	Filtros a partir de estructuras EBG	24
3.8	Antena MIMO multibanda de dos elementos con filtro	28
3.9	Antena MIMO de cuatro elementos con barrera vertical	29
3.10	Antena MIMO multibanda de cuatro elementos con barreras.....	30
3.11	MIMO de 4 elementos con filtro de 3.6 GHz de 3 elementos.....	31
3.12	MIMO de 4 elementos con filtro de 3.6 GHz de 5 elementos.....	32
4	Antena MIMO de banda ancha.....	33
4.1	Antena logarítmica periódica (LPDA), elemento unitario	33
4.2	Antena MIMO de banda ancha de dos elementos con barrera	36
5	Conclusiones y trabajo futuro.....	38
5.1	Conclusiones.....	38
5.2	Trabajo futuro	38
	Referencias	39

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. Esquema de bloques Transmisor-Receptor.....	4
Figura 2. Bandas de frecuencia dentro del espectro electromagnético.....	5
Figura 3. Esquema de antena Transmisora y Receptora.....	5
Figura 4. Modelo circuital de la antena.....	7
Figura 5. Coordenadas esféricas.....	8
Figura 6. Diagramas de radiación, isotrópico, directivo y del dipolo.....	8
Figura 7. Anchos de haz a -3 dB y ancho entre nulos.....	9
Figura 8. La tecnología MIMO.....	11
Figura 9. Antena de parche alimentada con línea microstrip.....	12
Figura 10. Efecto de bordes.....	13
Figura 11. Primer elemento de la antena de parche multibanda.....	15
Figura 12. Puerto de la antena de parche rectangular.....	15
Figura 13. Parámetro S ₁₁ de la antena de parche unitaria.....	16
Figura 14. Carta de Smith del primer elemento de la antena multibanda.....	16
Figura 15. Diagrama de radiación del parche.....	17
Figura 16. Cortes principales en el diagrama de radiación normalizado.....	17
Figura 17. Antena de parche con elemento resonante.....	18
Figura 18. Parámetro S _{1,1} , parche modificado para trabajar a dos frecuencias.....	18
Figura 19. Antena MIMO de dos elementos en horizontal.....	19
Figura 20. Parámetros S, antena MIMO de dos elementos en horizontal.....	19
Figura 21. Antena MIMO de dos elementos en horizontal con barrera.....	20
Figura 22. Separación entre planos de masa para la antena MIMO horizontal.....	21
Figura 23. Parámetros S, antena MIMO de dos elementos en horizontal con barrera.....	21
Figura 24. Antena MIMO de dos elementos en vertical.....	22
Figura 25. Parámetros S, MIMO con dos elementos dispuestos verticalmente.....	22
Figura 26. MIMO con dos elementos en vertical y barrera.....	23
Figura 27. Parámetros S, MIMO con dos elementos en vertical y barrera.....	23
Figura 28. Estructura EBG tipo “Mushroom”.....	24
Figura 29. Circuito equivalente de la estructura EBG.....	25
Figura 30. Filtro EBG que rechaza la banda de 3.6 GHz.....	26
Figura 31. Coeficientes de transmisión para el filtro EBG rechaza banda 3.6 GHz.....	26
Figura 32. Filtro EBG rechaza banda 2.45 GHz.....	27
Figura 33. Coeficientes de transmisión para el filtro EBG rechaza banda 2.45 GHz.....	27
Figura 34. MIMO de dos elementos en vertical con filtro de 2.45 GHz.....	28
Figura 35. Parámetros S, MIMO de dos elementos con filtro de 2.45 GHz.....	28
Figura 36. MIMO multibanda de cuatro elementos con barreras verticales.....	29
Figura 37. Parámetros S, MIMO con cuatro elementos y barreras verticales.....	29
Figura 38. Antena MIMO de cuatro elementos con barreras.....	30
Figura 39. Parámetros S, MIMO de cuatro elementos con barreras.....	30
Figura 40. Antena MIMO de cuatro elementos con filtro a 3.6 GHz de 3 elementos.....	31
Figura 41. Parámetros S, MIMO de 4 elementos con filtro de 3.6 GHz de 3 elementos.....	31
Figura 42. Antena MIMO de cuatro elementos con filtro a 3.6 GHz y su directividad.....	32
Figura 43. Parámetros S, MIMO de cuatro elementos con filtro a 3.6 GHz.....	32
Figura 44. Antena logarítmica periódica.....	33
Figura 45. Espacio relativo y factor de escala en función de la ganancia directiva.....	34

Figura 46. Impedancia de entrada de la antena LPDA.....	35
Figura 47. Antena LPDA.....	36
Figura 48. Parámetros S de la antena LPDA.....	36
Figura 49. Antena MIMO LPDA con barrera inclinada intermedia.....	37
Figura 50. Parámetros S y directividad de la MIMO LPDA con barrera.....	37

INDICE DE TABLAS

Tabla 1. Especificaciones de los materiales para la antena de parche.....	14
Tabla 2. Dimensiones de la antena de parche unitaria.....	15
Tabla 3. Dimensiones de la barrera vertical.....	20
Tabla 4. Dimensiones de la barrera en horizontal.....	23
Tabla 5. Dimensiones del filtro EBG para rechazar la frecuencia de 3.6 GHz.....	25
Tabla 6. Dimensiones del filtro EBG para rechazar la frecuencia de 2.45 GHz.....	27
Tabla 7. Dimensiones calculadas teóricamente y obtenidas tras optimizar de la LPDA.....	35

1 Introducción

1.1 Motivación

La tecnología Wi-Fi (*Wireless Fidelity*), se está expandiendo mundialmente y con el paso del tiempo cada vez más dispositivos necesitarán de su conexión. En estos momentos, por ejemplo, los routers ofrecen a los usuarios dos frecuencias para poder conectarse, estas son las frecuencias 2.45 GHz y 5.5 GHz. Bluetooth utiliza la banda ISM de 2.4 GHz para transmitir datos entre distintos dispositivos [1] y en radiolocalización se utilizan los 3.6 GHz.

Además, con el surgimiento de las tecnologías Wi-Max (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) que nos brinda una cobertura de decenas de kilómetros y hace su uso en las frecuencias de entre 2.5 a 5.8 GHz, LTE y WLAN (*Wireless Local Area Network*) se abren aún más posibilidades de conexión [2] [3].

Por otra parte, en aplicaciones de comunicaciones por microondas, radares modernos y comunicaciones por satélite se hace uso de la banda de super alta frecuencia SHF, la cual abarca de 3 a 30 GHz.

Debido a las numerosas aplicaciones y tecnologías que requieren trabajar a distintas frecuencias hoy en día y a otras que requieren un gran ancho de banda, sumado al gran número de dispositivos que hacen y harán uso de estas aplicaciones, es muy importante la utilización de antenas multibanda y de banda ancha.

Por ello, a lo largo del TFG (trabajo fin de grado) se diseñarán dos antenas completamente distintas. La primera de nuestras antenas será una antena de parche multibanda, la cual buscaremos que trabaje a las frecuencias de 2.45 GHz, 3.6 GHz y 5.5 GHz, mientras que la segunda será una antena logarítmica periódica que trabaje en banda ancha, de 3 GHz hasta 11 GHz.

En los transceptores, las antenas juegan un papel fundamental y con los dispositivos móviles y aparatos cada vez más miniaturizados se requiere el uso de tecnologías que solucionen esta demanda. Por ello, para diseñar las antenas se ha utilizado la tecnología *microstrip*, permitiéndonos obtener antenas de dimensiones reducidas a muy bajo coste y brindándonos una sencilla integración dentro de los distintos sistemas.

En las comunicaciones, siempre se desean mejorar las características de los sistemas y gracias a la tecnología MIMO (*Multiple Inputs Multiple Outputs*), que consiste en la utilización de múltiples antenas en transmisión y recepción, el estándar de desarrollo IEEE 802.11n [4] asegura que se lograrán tasas de transferencia de centenas de Mbits/s, lo cual ya ha sido comprobado de una manera experimental en los nuevos terminales denominados 4G.

Todo lo anterior, sumado a la posibilidad de utilizar programas profesionales como Matlab, Mathcad, ADS y CST en las instalaciones de la universidad, ha sido motivación más que suficiente para realizar un TFG que continúa la línea de asignaturas como “Sistemas de Transmisión de Audio y Video”, “Fundamentos de Transmisión y Propagación de Ondas”, “Medios de Transmisión”, “Electrónica de Comunicaciones” y “Antenas y Compatibilidad Electromagnética” que tanto me han inspirado y gustado a lo largo de la carrera.

1.2 Objetivos

Los objetivos principales que se abordarán a lo largo del TFG son el diseño y la simulación de dos antenas MIMO en tecnología impresa *microstrip*. La primera será una antena de parche multibanda de cuatro elementos que trabajará en las frecuencias de 2.45 GHz, 3.6 GHz y 5.5 GHz y la segunda será una antena logarítmica periódica de banda ancha de dos elementos y abarcará la banda de 3 GHz hasta 11 GHz.

En ambas antenas se buscará tener un coeficiente de adaptación menor a -10 dB a las frecuencias de trabajo. A parte, para la antena multibanda se buscará un coeficiente de transmisión por debajo de los -20 dB, mientras que para la antena de banda ancha buscaremos un coeficiente de transmisión por debajo de los -30 dB.

Estos objetivos principales se irán alcanzando mediante una metodología ágil en la que se realizarán pequeñas tareas y diseños que al final darán lugar al cumplimiento de los objetivos principales.

Las tareas que se deben realizar en orden cronológico son las siguientes:

- Estudio de las tecnologías implicadas, lectura de artículos y libros relacionados.
- Cálculo teórico del elemento unitario de la antena de parche que trabaje a 2.4 GHz.
- Diseño y simulación del elemento unitario de la antena de parche.
- Modificación del elemento unitario mediante un elemento resonante para que trabaje a 2.4 GHz y a 3.6 GHz.
- Diseño y simulación de la antena de parche MIMO de dos elementos.
- Modificación para que trabaje a 2.4 GHz, 3.6 GHz y 5.5 GHz si fuera necesario.
- Diseño de las barreras metálicas entre los elementos para reducir el acoplamiento de manera general en todas las frecuencias.
- Diseño de estructura EBG a modo de filtro para reducir el acoplamiento a una frecuencia determinada.
- Diseño y simulación de la antena de parche MIMO de cuatro elementos.
- Cálculo teórico de la antena logarítmica periódica para que trabaje en la banda que va desde los 3 GHz hasta los 11 GHz.
- Diseño y simulación del elemento unitario de la antena logarítmica.
- Diseño y simulación de la antena logarítmica MIMO de dos elementos.
- Diseño de la barrera metálica entre los dos elementos.
- Conclusiones

Para la realización de los cálculos teóricos a la hora de dimensionar las antenas con un único elemento se utilizarán los programas Matlab, Mathcad y la herramienta LineCalc de ADS (*Advanced Design Software*).

Por otra parte, para llevar a cabo las simulaciones electromagnéticas y estudiar los resultados se usará el programa CST *Studio Suite* (*Computer Simulation Technology*).

1.3 Organización de la memoria

La memoria consta de cinco capítulos:

- **Introducción:** Se comentarán las motivaciones para realizar el TFG, los objetivos y especificaciones de este y la organización de la memoria.
- **Teoría y fundamentos de las tecnologías:** Se estudiarán las ecuaciones y características principales de las antenas, los tipos de antenas, las tecnologías y conceptos relacionados con las antenas y la definición de antena MIMO.
- **Antena MIMO multibanda:** Se diseñará la antena MIMO multibanda de cuatro elementos. Para ello, se diseñarán previamente las antenas MIMO de dos elementos en disposición vertical y horizontal con sus barreras intermedias y filtros y la antena de parche unitaria, estudiando más en concreto sus ecuaciones y las tecnologías implicadas.
- **Antena MIMO de banda ancha:** Se diseñará la antena MIMO de banda ancha de dos elementos, pasando por el diseño de la antena logarítmica periódica de dipolos impresos (LPDA).
- **Conclusiones y trabajo futuro:** Incluye las conclusiones extraídas del TFG, información subjetiva relevante y el trabajo futuro que podría realizarse para ampliar el TFG.

2 Teoría y fundamentos de las tecnologías

2.1 El Sistema Transmisor-Receptor

La comunicación es el proceso por el cual la información es transferida desde un origen hasta un destino. En un sistema de comunicaciones, como se representa en la Figura 1, existe por tanto un emisor de la información en el origen, llamado transmisor (Tx) y un receptor (Rx) de la información en el destino [5].

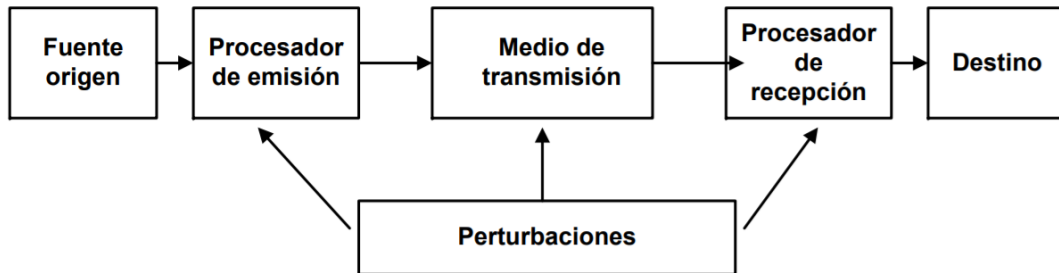


Figura 1. Esquema de bloques Transmisor-Receptor. Fuente [5].

Para que la señal llegue correctamente desde el transmisor hasta el receptor, las ondas electromagnéticas deben transmitirse a través del medio de transmisión. Este medio de transmisión puede ser natural, como el aire y la atmósfera o artificial, como las guías de onda y las fibras ópticas.

En este TFG se tomará como medio de transmisión natural el aire, por lo que para transmitir y recibir la señal se necesitará en el sistema de comunicaciones un elemento capaz de radiar en el bloque de transmisión y de recibir en el bloque de recepción las ondas de radio electromagnéticas, este elemento es la antena.

Tanto en el proceso de transmisión, recepción como en el propio medio de transmisión existen atenuaciones de la señal, interferencias con otros sistemas, distorsiones, acoplamiento entre las antenas debido a su radiación y ruido [6], por lo que requeriremos que nuestras antenas tengan características óptimas en las bandas de trabajo.

2.2 Conceptos relacionados y definición de antena

Una antena, según el IEEE (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*) es un dispositivo metálico, con uno o varios elementos que tiene la capacidad de radiar y de recibir ondas de radio electromagnéticas y que además sirve para adaptar la salida del transmisor y la entrada del receptor al medio de transmisión [7].

La velocidad de la luz en el vacío es una constante y se puede expresar como:

$$C_0 = 3 * 10^8 \left[\frac{m}{s} \right] = 3 * 10^8 [m * Hz] = 300 [mm * GHz]$$

La longitud de onda en el espacio libre se puede definir mediante la Ecuación (1).

$$\lambda_0 = \frac{C_0}{f} \left[\frac{mm * GHz}{GHz} \right] = \frac{C_0}{f} [mm] \quad (1)$$

Dentro del espectro electromagnético, en la división en microondas de las bandas de frecuencias, división que tiene su origen en 1935 cuando se iniciaban los sistemas radar, se denominó banda S, banda C y banda X por el estándar IEEE a las bandas para ondas de radio con frecuencias que van de 2 a 4 GHz, 4 a 8 GHz y 8 a 12.4 GHz respectivamente [8].

Por otra parte, en la división por décadas de la banda de frecuencias, se denominó banda UHF (*Ultra High Frequency*) y SHF (*Super High Frequency*) a las bandas que abarcan de 0.3 a 3 GHz y de 3 a 30 GHz respectivamente [9]. En la Figura 2 se representan las bandas.

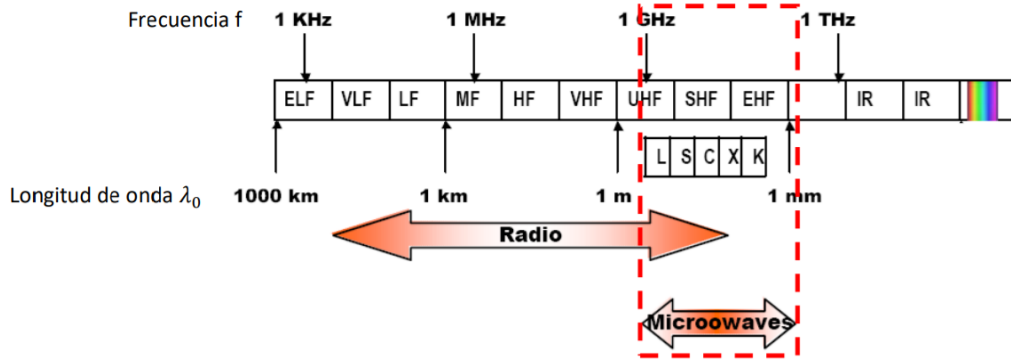


Figura 2. Bandas de frecuencia dentro del espectro electromagnético. Fuente [9].

Estas bandas de frecuencia serán objeto de estudio a lo largo del TFG debido a que nuestras antenas trabajarán en ellas, es decir, las frecuencias de resonancia de nuestras antenas estarán dentro de estas bandas.

La onda electromagnética radiada por la antena transmisora comienza su entrada al espacio libre como una onda esférica y tras sobrepasar el Campo Próximo Reactivo y el Campo Próximo Lejano, comúnmente conocido como la Zona de Fresnel, entra en el Campo Lejano Radiado o Zona de Radiación, donde la onda esférica radiada se puede aproximar como una onda plana [6]. Esta onda plana es la que debe recibir la antena receptora.

La Figura 3 representa el esquema de la antena transmisora y receptora con sus ondas.

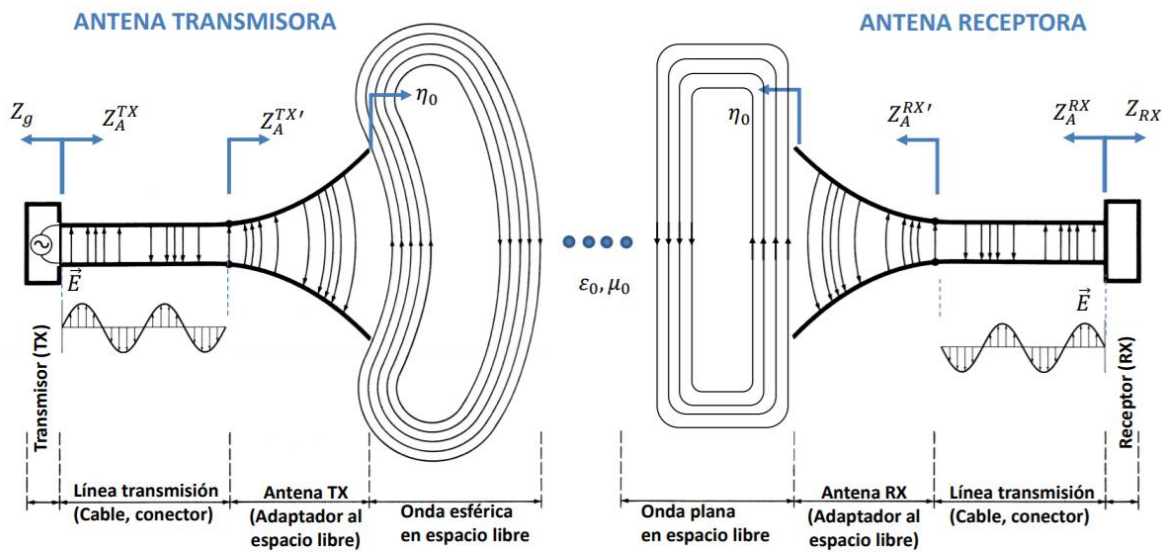


Figura 3. Esquema de antena Transmisora y Receptora. Fuente [9].

2.3 Tipos de antenas

La referencia principal de este apartado es [9].

- **Antenas de Hilo**

Son antenas formadas por hilos conductores y a su vez se dividen en distintos subgrupos. Las Antenas de Modo Común, entre las cuales encontramos Dipolos y Monopolos, las Antenas de Modo Diferencial, también llamadas antenas de cuadro o de lazo al ser un hilo conductor doblado y las antenas de hélice.

Su análisis se hace estudiando la corriente sobre el hilo o subdividiendo el hilo en mallas más pequeñas y aplicando el método matemático de los momentos.

- **Antenas de Apertura**

Entre estas antenas encontramos las Antenas Bocina, muy utilizadas para comunicaciones por satélite, las cuales pueden tener diversas aperturas como aperturas piramidales o cónicas, las Antenas de Ranura, las cuales son una guía de onda con una abertura rectangular en uno de los extremos y los Reflectores Parabólicos, muy utilizados en enlaces punto a punto y para recepción por satélite de televisión por convertir el diagrama que genera el alimentador en otro mucho más directivo.

Su análisis se realiza utilizando los principios de equivalencia y la óptica física y geométrica en el caso de reflectores. Su fabricación se hace mediante el mecanizado de aluminio y brindan una alta ganancia junto a un gran ancho de banda con pocas pérdidas en su interior.

- **Antenas Impresas**

También son conocidas como Antenas Planas, entre ellas las más utilizadas y por ende el foco principal del TFG son las Antenas de Parche Rectangulares y los dipolos impresos. Estas antenas se implementan sobre un sustrato impreso, son muy baratas, permiten una fabricación en masa muy simple y son de muy sencilla integración en los sistemas como ordenadores y teléfonos móviles debido a su bajo perfil y a su pequeño tamaño. Cabe destacar que, aunque en este TFG se han utilizado para conseguir frecuencias máximas de 11 GHz mediante la antena logarítmica de dipolos, las antenas de parche pueden utilizarse con garantías de buen funcionamiento hasta 60 GHz.

Su análisis se puede llevar a cabo mediante el modelo de cavidad resonante o mediante el estudio de su modelo equivalente de línea de transmisión.

- **Agrupaciones de Antenas**

Las agrupaciones de antenas pueden realizarse con cualquier tipo de antena de los grupos anteriores, permiten una mayor ganancia que utilizando solo un elemento y permiten un mayor control sobre el diagrama de radiación, pudiendo ser adaptado al usuario deseado. La antena más conocida es la Antena Yagi de Dipolos, aunque en la actualidad tienen mucha importancia las Antenas Inteligentes, ya que permiten adaptar la radiación de la antena al entorno mediante algoritmos de procesamiento de señal. Estas son las antenas que utilizan el Sistema MIMO.

2.4 Parámetros fundamentales de las antenas

2.4.1 Modelo circuital de la antena

La referencia principal de las ecuaciones de este apartado es [9].

Mediante la Figura 4 se representa el modelo circuital de la antena, con las potencias e impedancias en cada punto.

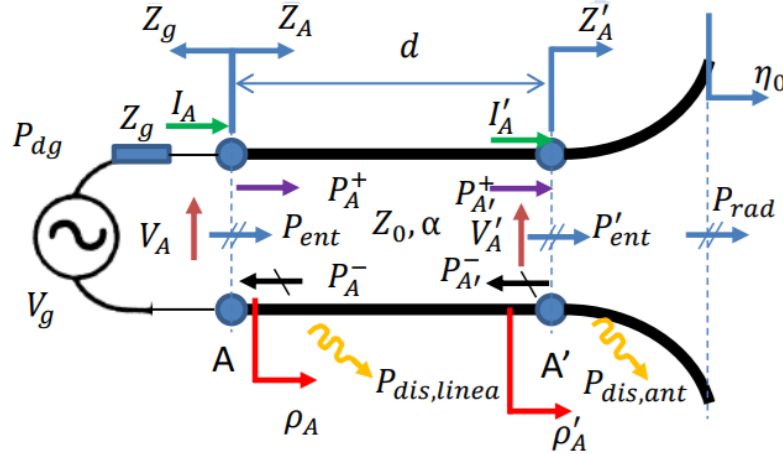


Figura 4. Modelo circuital de la antena. Fuente [9].

La potencia disponible es la máxima potencia del generador. Se representa mediante la Ecuación (2).

$$P_{dg} = \frac{|V_g|^2}{8\text{Re}(Z_g)} \quad (2)$$

La impedancia de entrada se define con la Ecuación (3).

$$Z_A = \frac{V_A}{I_A} = R_A + jX_A \quad (3)$$

El valor de la parte imaginaria será nulo y buscaremos una impedancia de entrada cercana a los 50 Ω a la hora de diseñar las antenas.

El coeficiente de adaptación se estudia donde la estructura cambia físicamente, en el punto A, el coeficiente de adaptación es el definido mediante la Ecuación (4).

$$\Gamma_A = \frac{Z_A - Z_g^*}{Z_A + Z_g} \quad (4)$$

Este coeficiente de adaptación es el que relaciona la potencia entregada por el generador y su potencia disponible, definiendo así la eficiencia de adaptación de la Ecuación (5).

$$\zeta_{adap} = \frac{P_{ent}}{P_{dg}} = 1 - |\Gamma_A|^2 \quad (5)$$

Si el coeficiente de adaptación fuese cero, es decir, si la impedancia de entrada de la antena fuera igual a la impedancia del generador conjugada, la potencia máxima disponible en el generador sería igual a la potencia entregada a la antena, por lo que la antena estaría perfectamente adaptada al generador y la eficiencia de adaptación sería del 100%.

En general se suele tomar como valor de diseño una adaptación de: $|\Gamma_A|_{dB} = -9.54 \text{ dB}$ pero en el TFG seremos algo más estrictos, buscando un valor de -10dB.

2.4.2 Diagrama de radiación, directividad y eficiencia

Para representar el campo radiado se hace uso comúnmente del sistema de coordenadas esférico de la Figura 5. El diagrama de radiación se representa gráficamente en dos o tres dimensiones, en función de las coordenadas angulares Theta y Phi de este sistema.

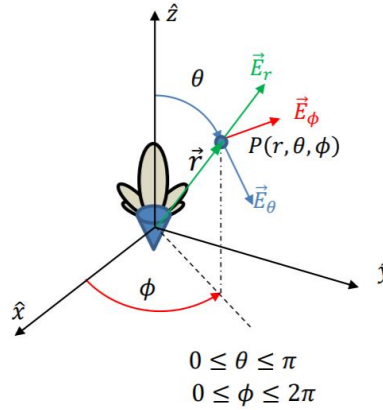


Figura 5. Coordenadas esféricas. Fuente [9].

Para representarlo correctamente se particularizan las coordenadas Theta y Phi, dejando una de ellas fija en un ángulo y observando el corte que genera la variación de la otra en el diagrama tridimensional. De esta forma se obtendrán dos cortes o planos. El plano E, que es el plano el cual contiene a la corriente que se desplaza por la antena y que en las antenas de hilo contiene a la propia antena y el plano H, que será ortogonal a este.

Existen diversos tipos de diagramas de radiación, entre los cuales se encuentra el directivo y el diagrama del dipolo, que es omnidireccional. Todos son variaciones del diagrama isotrópico, el cual es un diagrama hipotético que radia la misma cantidad de potencia en todas las direcciones. La directividad se mide en dBi por comparación con la radiación de la antena teórica isotrópica. En la Figura 6 se representan los diferentes diagramas de radiación.

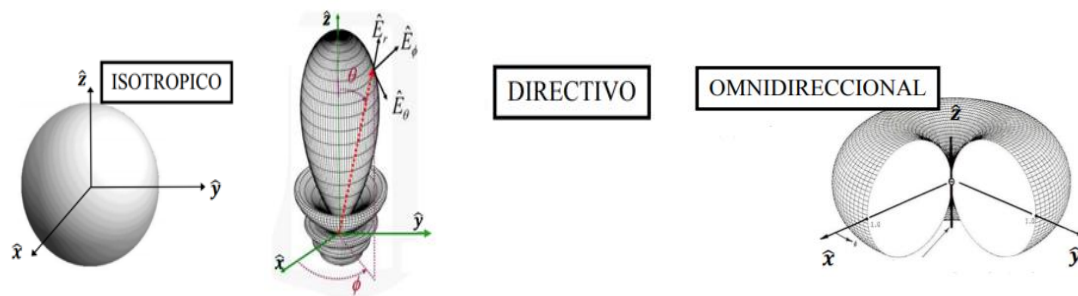


Figura 6. Diagramas de radiación, isotrópico, directivo y del dipolo. Fuente [9].

Cuando la radiación entra en la región de campo lejano y por tanto la onda esférica se puede considerar onda plana, la expresión del diagrama de radiación se simplifica y la componente r del campo eléctrico es nula, dependiendo solo el diagrama de radiación de las dos componentes Theta y Phi.

De entre estas dos componentes Theta y Phi del campo, una es despreciable frente a la otra. La componente más significativa es llamada la componente copolar, mientras que la menos significativa es la contrapolar.

La componente copolar se obtiene observando cual es el vector unitario de las coordenadas esféricas que es paralelo a la corriente que circula por la antena, en el punto de máximo apuntamiento del diagrama de radiación tridimensional. Mientras que la componente contrapolar, por lo tanto, es el vector perpendicular a este y será la componente no deseada.

Por otra parte, la directividad de los diagramas se suele representar en dBi aplicando la función logaritmo y multiplicando por diez, de ese modo obtenemos la comparación con la antena isotrópica de directividad nula. Por tanto, en cualquier antena directiva tendremos valores positivos de directividad en dBi, como ocurrirá con nuestras dos antenas.

Otra característica de las antenas directivas es la anchura de haz, que se toma donde el diagrama de radiación normalizado en potencia cae a la mitad, o lo que es lo mismo, donde el diagrama normalizado en dB cae 3 dB. Con la anchura de haz en ambos planos principales expresada en radianes podemos obtener la directividad mediante la Ecuación (6) y el ancho de haz entre nulos mediante la Ecuación (7).

$$D_0 \cong \frac{4\pi}{\Delta\theta_{1r} \cdot \Delta\theta_{2r}} \quad (6)$$

$$\Delta\theta_n \approx 2.25 \cdot \Delta\theta_{-3dB} \quad (7)$$

En la Figura 7 se detalla el ancho de haz entre nulos y el ancho de haz a -3 dB en el diagrama.

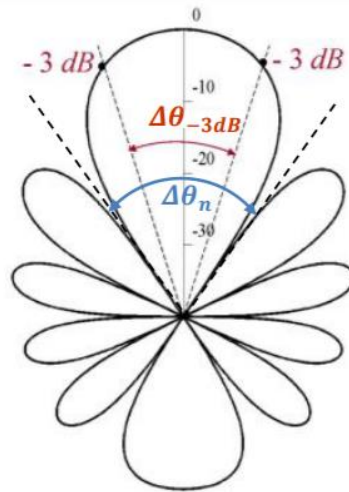


Figura 7. Anchos de haz a -3 dB y ancho entre nulos. Fuente [9].

En el diagrama de radiación direccional aparecen lóbulos secundarios, como podemos observar en la Figura 7, que apuntan a distintos ángulos que el principal y que son inferiores a este. La S.L.L. o el nivel de lóbulos secundarios es la diferencia entre el nivel del lóbulo principal en la dirección de máximo apuntamiento y los lóbulos secundarios.

La eficiencia o rendimiento de radiación de la antena es la comparativa entre la directividad y la ganancia, por lo que con ella se tienen en cuenta las pérdidas. Suele ser de un 80% en el caso de las antenas de parche y de un 70% en *arrays* de antenas impresas.

Multiplicando esta eficiencia de radiación y la de adaptación de la Ecuación (5) conseguimos la eficiencia total de la antena, como se ve en la Ecuación (8).

$$\zeta_{tot} = \zeta_{adap} \cdot \zeta_{rad} \quad (8)$$

2.4.3 Tipos de polarización

- **Lineal**

En el plano de observación, el campo se proyecta como una recta. Esta recta puede estar orientada según Theta, según Phi o estar inclinada.

Las componentes Theta y Phi del campo eléctrico pueden transformarse en las componentes copolar y contrapolar gracias a la 3ª definición de Ludwig [10]. La componente copolar será la componente deseada al tener la polarización deseada, mientras que la contrapolar será la no deseada y será despreciable ante la copolar, es decir, existirán alrededor de -20 dB de diferencia entre ambas componentes. En radioenlaces, si la antena receptora está polarizada verticalmente y la señal llega con una polarización horizontal, no existirá transmisión.

- **Circular**

En el plano del observador el campo se proyecta moviéndose sobre una circunferencia, la cual puede girar a izquierdas o a derechas dependiendo del desfase entre componentes Theta y Phi. Si la amplitud de las componentes Theta y Phi del campo eléctrico no son idénticas la polarización pasará a ser elíptica. En radioenlaces, si la antena receptora está polarizada circularmente y la señal llega con una polarización vertical, se recibirá la mitad de la señal.

2.4.4 Parámetros S y ancho de banda

El sistema compuesto por la antena transmisora, la antena receptora y el medio de transmisión se puede estudiar como un cuadripolo, es decir, como un circuito compuesto por dos puertos. En él podemos estudiar la matriz de parámetros Z, que nos permite apreciar los efectos del acoplamiento mutuo de las antenas mediante sus impedancias de entrada [11]. Esto es aplicable también a sistemas con múltiples antenas, como *arrays* de antenas.

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \dots & Z_{NN} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{pmatrix} \quad (9)$$

En la matriz de parámetros Z de la Ecuación (9), que hace referencia a la agrupación de antenas, se observa como las impedancias de entrada dependen del acoplamiento que generan las antenas entre sí y por ello, si a partir de la Ecuación (9) calculamos la impedancia de entrada de una antena, obtendremos un valor distinto a si se estudiase una única antena aislada.

Además, es importante tener en cuenta el teorema de reciprocidad [9], lo que nos indica que una antena colocada como receptora o como transmisora tendrá el mismo diagrama de radiación. Por lo que se cumplirá que $Z_{n,m} = Z_{m,n}$.

Este modelo puede transformarse en un modelo de parámetros S basado en los coeficientes de adaptación que la red de alimentación proporciona a la antena. Para obtener los parámetros S debemos evitar que existan ondas en los puertos de las otras antenas. Esto se consigue colocando una carga de impedancia igual a la impedancia de referencia en los puertos donde se quieran eliminar estas ondas.

Con la Ecuación (10), podemos estudiar la matriz S , también conocida como matriz de Scattering o matriz de Dispersión [11], la cual define las adaptaciones y parámetros de transmisión de cada antena en la agrupación, por lo que es una matriz que indica los acoplos.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_{11} & s_{12} & \cdots & s_{1N} \\ s_{21} & s_{22} & \cdots & s_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{N1} & s_{N2} & \cdots & s_{NN} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{pmatrix} \quad (10)$$

En este caso también hemos de tener en cuenta el teorema de reciprocidad, por lo que tendremos que $S_{n,m} = S_{m,n}$, siendo estos una relación entre potencia entregada en una puerta mientras que el generador excita otra. Esto es, la señal que se acoplaría en una antena cuando la otra es alimentada por el generador.

Los parámetros $S_{n,n}$ hacen referencia a la adaptación de la antena, lo que es exactamente igual a lo que teníamos en la Ecuación (4) con el coeficiente de adaptación, también conocido como coeficiente de reflexión. Debido a esto, cuando estudiemos tras las simulaciones las adaptaciones de nuestras antenas tomaremos el mismo criterio de diseño que se tomaba para el coeficiente de adaptación y buscaremos un parámetro $S_{n,n} \leq -10 \text{ dB}$ para asegurar que la antena está bien adaptada a la frecuencia de trabajo. En nuestro caso, como todas las antenas serán iguales a la antena unitaria, los parámetros $S_{1,1}, \dots, S_{n,n}$ serán iguales, por lo que nos fijaremos solo en el parámetro $S_{1,1}$, que es una relación entre la potencia entregada en la puerta 1 cuando se excita la puerta 1, es decir, la adaptación de la antena.

El ancho de banda será tomado como las frecuencias en las que la antena está correctamente adaptada. Las frecuencias inferior y superior del ancho de banda serán las frecuencias en las que el parámetro $S_{1,1} = -10 \text{ dB}$, a partir de estas dos frecuencias el parámetro $S_{1,1}$ será mayor a los -10 dB que marca el criterio de diseño y el ancho de banda será delimitado.

Los parámetros $S_{n,m}$ hacen referencia al acoplamiento mutuo, es decir, son los coeficientes de transmisión entre las antenas y por ello buscaremos para la antena MIMO multibanda de cuatro elementos un parámetro $S_{n,m} \leq -20 \text{ dB}$ en nuestras frecuencias de trabajo y para la antena MIMO de banda ancha de dos elementos un parámetro $S_{n,m} \leq -30 \text{ dB}$.

2.5 La tecnología MIMO y la propagación multicamino

La tecnología MIMO (*Multiple Inputs Multiple Outputs*) se basa en el fenómeno conocido como propagación multicamino, que se produce cuando a la antena receptora le llega la señal por distintos caminos debido al medio de transmisión. Este fenómeno por lo general ocasiona que la señal se degrade y que en consecuencia se pierda información. La tecnología MIMO permite aprovechar este fenómeno mediante la utilización de un *array* de antenas tanto en transmisión como en recepción, evitando así tener que reconstruir la señal en recepción e incrementando la tasa de transmisión, que según el IEEE, puede llegar hasta centenas de Mbits/s [4]. En la Figura 8 se representa un boceto de la tecnología MIMO.

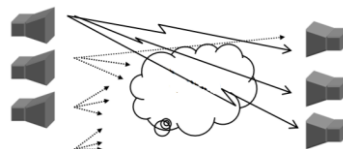


Figura 8. La tecnología MIMO. Fuente [9].

3 Antena MIMO multibanda

3.1 La tecnología microstrip y el elemento unitario del parche

Tanto la información principal para realizar este apartado como las ecuaciones han sido obtenidas de las Referencias [12] [13].

Las antenas de parche se construyen sobre tecnología de circuitos impresos, en tecnología *microstrip*. La separación de los dos conductores por el dieléctrico del sustrato genera un potencial y estudiando las condiciones de contorno para estos conductores conseguimos visualizar las líneas de campo. Las guías de onda son una estructura cerrada y por ello aparecen los modos TEM (transversales electromagnéticos), lo que nos indica que no existe ninguna componente electromagnética en la dirección de propagación, pero en el caso de las antenas de parche, al no ser una estructura completamente cerrada, los modos serán Q-TEM. La Figura 9 representa una antena de parche diseñada en tecnología *microstrip*.

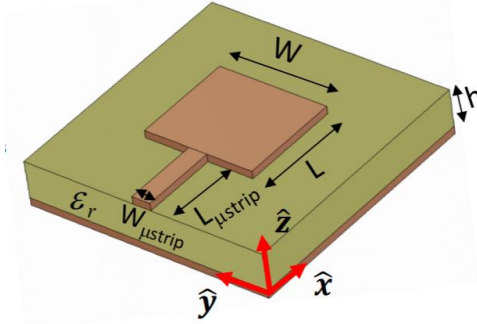


Figura 9. Antena de parche alimentada con línea *microstrip*. Fuente [12].

El sustrato escogido para fijar el folio de cobre del cual se obtendrá el parche ha sido el popular FR-4, de constante dieléctrica $\epsilon_r = 4.4$ y espesor $h = 1.55 \text{ mm}$. Aunque presenta más pérdidas que otros sustratos de teflón como el Taconic y tiene una constante dieléctrica más alta, lo que nos fuerza a diseñar una antena de mayores dimensiones, es el más utilizado a nivel industrial por su relación calidad-precio y por altas prestaciones en eficiencia [14].

Además de este sustrato rígido, el cual está compuesto por varias capas de fibra de vidrio trenzadas unidas con resina epoxy [14], existe aire alrededor de la antena, de constante dieléctrica ϵ_0 . Al igual que ocurre en las líneas de transmisión, aparece una constante dieléctrica efectiva $\epsilon_{r,efec}$ que podemos ver en la Ecuación (11), que nos ayudará a estudiar el impacto de los dos sustratos juntos, el aire y el FR-4.

$$\epsilon_{r,efec} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \frac{h}{W}\right)^{-0.5} \quad (11)$$

Con la dimensión W referida a la anchura de la antena de parche, se controla el ancho de haz en el plano H y para optimizar la eficiencia total de las antenas se toma como valor predeterminado el valor óptimo W_{opt} de la Ecuación (12), a menos que se busquen anchuras de haz concretas.

$$W_{opt} = \frac{\lambda_{0,diseño}}{2} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (12)$$

Siendo $\epsilon_r = 4.4$ y la longitud de onda $\lambda_{0,diseño} = 122.449 \text{ mm}$ obtenida a partir de la Ecuación (1), con la frecuencia de diseño a 2.45 GHz, se obtiene $W = W_{opt} = 37.26 \text{ mm}$.

Como la anchura óptima es mayor que el espesor del sustrato aplicamos la Ecuación (11), que hace referencia a líneas de transmisión anchas, obteniendo $\epsilon_{r,efec} = 4.088$.

El campo eléctrico es perpendicular a la superficie de los conductores, en nuestro caso los conductores, tanto la antena de parche como el plano de masa, son láminas de cobre cuyo espesor es $t = 0.035 \text{ mm}$ por lo que en esta zona lateral el campo también debe incidir perpendicularmente como se observa en la Figura 10, lo que genera un efecto en los bordes que impide confinar al campo en su totalidad bajo el parche. El efecto de bordes se ve reflejado en la longitud del parche, haciendo que esta sea más larga y que por tanto aparezca una longitud efectiva L_{efec} .

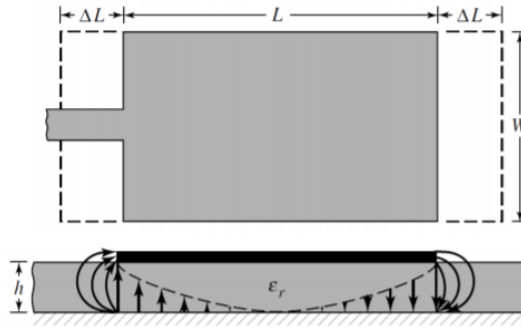


Figura 10. Efecto de bordes. Fuente [12].

Por ello para calcular la longitud física de la antena, que es la dimensión que modela la frecuencia de trabajo, debemos obtener primero la longitud efectiva y posteriormente sustraer el error por efecto de bordes que se genera a ambos lados de la antena:

$$L_{efec} = \frac{c_0}{2f_{diseño}\sqrt{\epsilon_{r,efec}}} \quad (13)$$

$$\Delta L = 0.412 \cdot h \cdot \frac{(\epsilon_{r,efec} + 0.3) \left(\frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{r,efec} - 0.258) \left(\frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (14)$$

$$L = L_{efec} - 2\Delta L \quad (15)$$

Para trabajar a la frecuencia de 2.45 GHz obtenemos $L_{efec} = 30.279 \text{ mm}$, debido al efecto de bordes $\Delta L = 0.716 \text{ mm}$, por lo que la longitud física de la antena será $L = 28.848 \text{ mm}$.

Los parches pueden ser alimentados mediante una sonda coaxial [15] o mediante una línea *microstrip* [16] como aparece en la Figura 9. En nuestro caso hemos escogido la línea *microstrip* para evitar el uso de taladros y así aprovechar la lámina de cobre al máximo.

Las antenas de parche presentan impedancias de entrada muy altas y lo que buscamos es tener una resistencia a la entrada $R_{parche} = 50 \Omega$. Esto es debido a que los conectores típicos de los laboratorios tienen esta impedancia y a que es un valor comúnmente utilizado a la hora de alimentar las antenas de parche.

Para bajar la impedancia del parche existen dos posibilidades, la primera es utilizar una línea de transmisión de longitud $\lambda/4$, lo que hará que la línea actúe como un transformador de impedancia. Tras ello, modificando su anchura se podría transformar la impedancia alta del parche a los 50Ω deseados.

La segunda es utilizar una línea de transmisión de longitud lambda medios, lo que hace que la línea sea “transparente” ante las impedancias e insertar esta hacia el centro del parche para conseguir bajar la impedancia hasta los 50Ω deseados. Ha sido escogida la segunda forma de bajar la impedancia debido a que al ir introduciendo la línea de transmisión en el parche con una línea que no transforma la impedancia y que simplemente muestra a la entrada la impedancia que ve en el parche conseguimos crear un diseño más compacto.

Utilizando la herramienta LineCalc de ADS obtenemos una longitud para la línea de transmisión $L_0 = 16.87 \text{ mm}$ para conseguir que la línea sea una línea lambda medios “transparente” y una anchura de $W_0 = 2.82 \text{ mm}$, que hace referencia a los 50Ω .

La línea de transmisión se ha introducido $Y_0 = 10.76 \text{ mm}$ en el parche para conseguir bajar la impedancia hasta 50Ω , es importante destacar que si hubiéramos seguido introduciendo la línea hasta llegar al centro del parche se obtendría un cortocircuito, es decir 0Ω , por lo que la distancia Y_0 nunca puede llegar a ser la mitad de la longitud del parche, siempre debe ser menor, como ocurre en nuestro caso.

Por otro lado, el hueco, que tiene longitud Y_0 , debe tener una anchura despreciable ante la longitud de onda, por lo que como teníamos que la longitud de onda era de 122.449 mm la anchura X_0 será al menos dos ordenes de magnitud menor, por lo que $X_0 = 1.23 \text{ mm}$.

Por último, tanto el plano de masa como el sustrato, de anchura W_t y longitud L_t , tendrán el doble de tamaño que la anchura y longitud de la antena de parche. Esto es así para evitar que las líneas de campo escapen fuera del sustrato. Las Tablas 1 y 2 recogen las especificaciones y los resultados, respectivamente.

Tabla 1. Especificaciones de los materiales para la antena de parche.

Especificaciones	
Espesor del sustrato: h	1.55 mm
Espesor del cobre: t	0.035 mm
Constante dieléctrica del sustrato FR-4: ϵ_r	4.4
Frecuencia de trabajo: f	2.45 GHz
Resistencia de entrada: R_{parche}	50Ω

Para obtener los resultados y dimensiones de la Tabla 2 a partir de los datos de la Tabla 1 se han utilizado los programas Mathcad, Matlab y la herramienta LineCalc de ADS. Una vez obtenidos, procedemos a crear y simular la antena de parche en el programa CST.

En el programa CST se ha colocado un puerto “Waveguide Port” conectado a la línea de transmisión para alimentar a la antena de parche. El puerto comenzará donde empieza el sustrato y tendrá una altura superior a la suma de los espesores de la antena de parche y el sustrato, sobresaliendo por encima de la antena. En cuanto a su anchura, será ocho veces superior a la anchura de la línea de transmisión, para darnos una información verídica.

Estas dimensiones han sido escogidas así para que el puerto no sea lo suficientemente pequeño como para no poder abarcar todas las líneas de campo, ni demasiado grande como para verse afectado por la radiación de la propia antena de parche. Cualquiera de estas alternativas resultaría en un resultado para la impedancia de entrada erróneo.

Tabla 2. Dimensiones de la antena de parche unitaria.

Dimensiones	mm
Anchura del parche: W	37.26
Longitud del parche: L	28.848
Anchura de la línea de transmisión: W_0	2.82
Longitud de la línea de transmisión: L_0	16.87
Longitud del sustrato y el plano de masa: L_t	57.696
Anchura del sustrato y el plano de masa: W_t	74.52
Espesor del cobre: t	0.035
Espesor del sustrato: h	1.55
Longitud del hueco: Y_0	10.76
Anchura del hueco: X_0	1.23
Altura del puerto: h_{puerto}	5
Anchura del puerto: W_{puerto}	22.56

En las Figuras 11 y 12 se representa el diseño de la antena de parche en el programa CST.

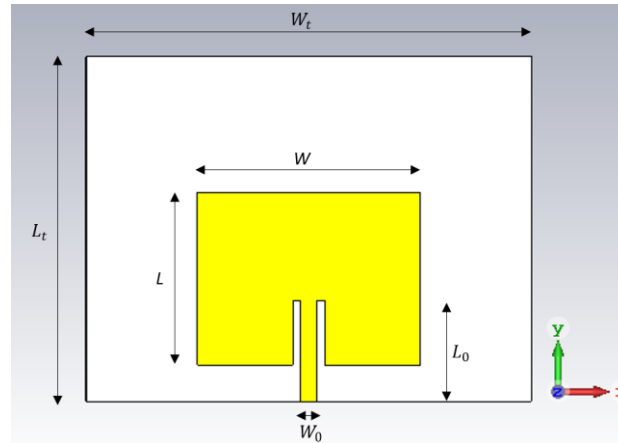


Figura 11. Primer elemento de la antena de parche multibanda. Fuente propia.

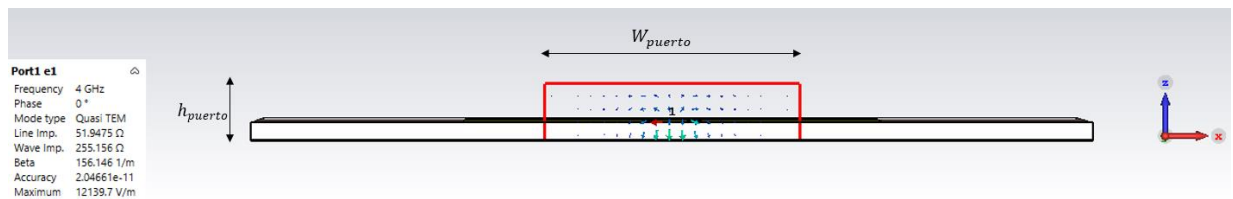


Figura 12. Puerto de la antena de parche rectangular. Fuente propia.

En la Figura 12 vemos que tenemos un modo Q-TEM, con una impedancia de 51.95 Ω , muy cercana a la esperada, por lo que el puerto está bien dimensionado.

Simulando buscamos una resonancia cercana a la frecuencia de diseño de $f=2.45$ GHz, es decir, que nuestra frecuencia se sitúe justo en el centro de la carta de Smith normalizada a la impedancia que tiene el parche a su entrada, lo que significaría que la impedancia de entrada no tendría parte imaginaria y que además para la impedancia de entrada de 50 Ω nuestra frecuencia estaría bien adaptada.

Más adelante aparecerán múltiples cortes en el eje real de la carta de Smith debido a tener una antena multibanda y por ello aparecerán distintas frecuencias de resonancia, pero la carta de Smith no nos brindará información muy relevante por lo que en los siguientes diseños nos centraremos en la gráfica en decibelios de los parámetros S.

Todas las simulaciones del TFG se han llevado a cabo con 15 celdas por longitud de onda y con una precisión de entre -30 y -40 dB, para obtener resultados suficientemente fiables. La Figura 13 representa el coeficiente de adaptación de la antena de parche diseñada.

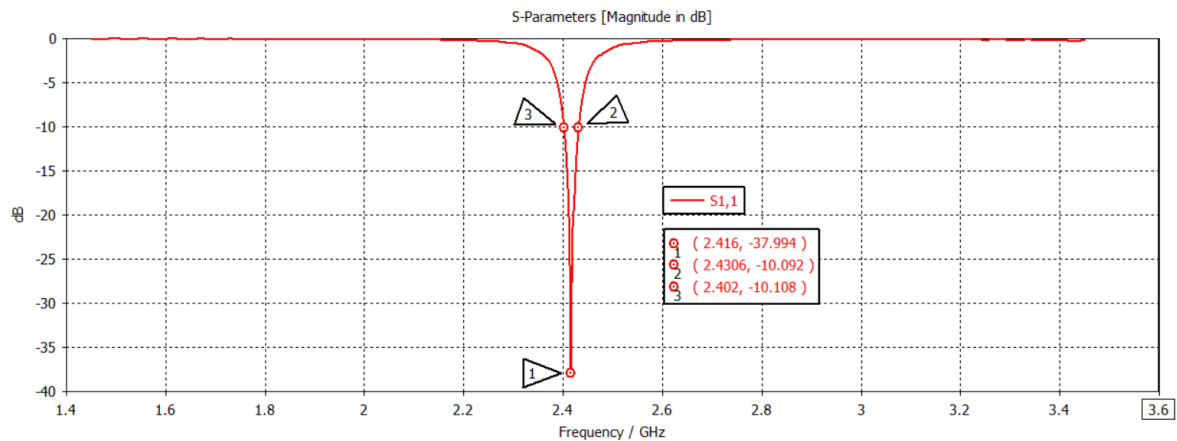


Figura 13. Parámetro S11 de la antena de la antena de parche unitaria. Fuente propia.

Con los resultados teóricos que aparecen en la Tabla 2 obtenemos una frecuencia de resonancia en 2.416 GHz, cuyo ancho de banda es de 28 MHz. Esta frecuencia es muy cercana a la buscada de 2.45 GHz, por lo que con hacer una pequeña modificación posteriormente conseguiremos cuadrarla aún más. Los resultados teóricos calculados han sido muy favorables y vemos que estamos prácticamente en la frecuencia de diseño. La eficiencia de radiación obtenida en CST es del 94%, superior al 80% esperado.

En la Figura 14 se muestran los resultados en Carta de Smith, donde comprobamos que la frecuencia de resonancia está situada en el centro normalizado.

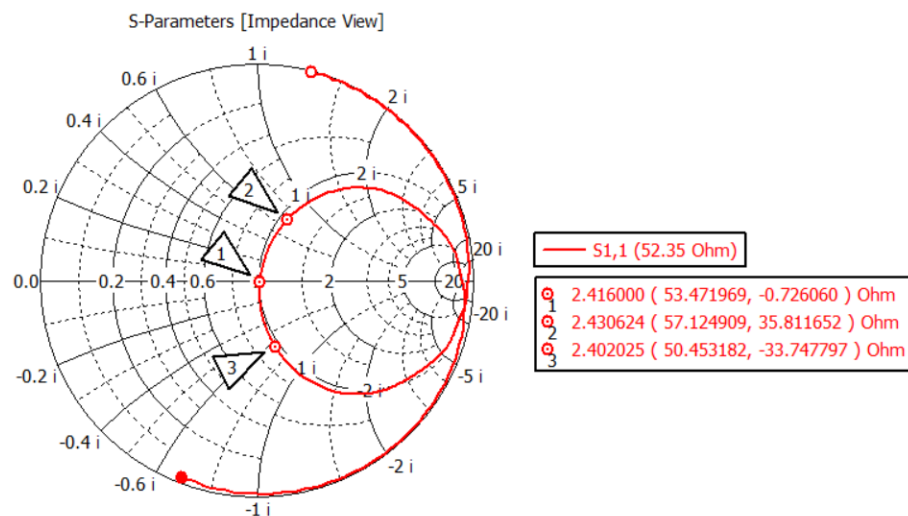


Figura 14. Carta de Smith del primer elemento de la antena multibanda. Fuente propia.

La ganancia directiva o directividad máxima que se estudiaba en la Ecuación (6) se esperaba que fuese superior a 5 dBi en el ángulo de máximo apuntamiento en coordenadas esféricas. En la Figura 15 se muestra el diagrama de radiación tridimensional del parche.

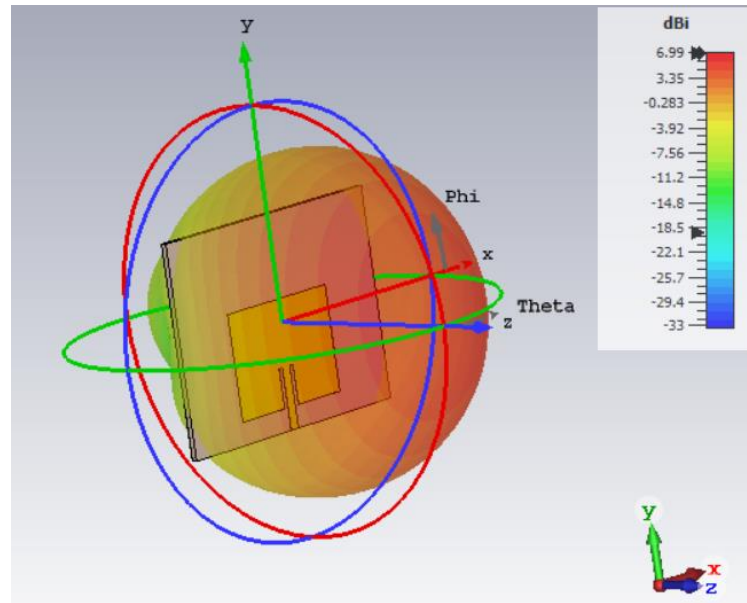


Figura 15. Diagrama de radiación del parche. Fuente propia.

El parche presenta una directividad $D_0 = 6.99 \text{ dBi}$ y como vemos en la Figura 15 el diagrama de radiación es máximo en el ángulo $\text{Theta} = 0^\circ$, es decir, hacia el eje Z positivo. En la Figura 16 se muestran los cortes principales del diagrama, los planos E y H.

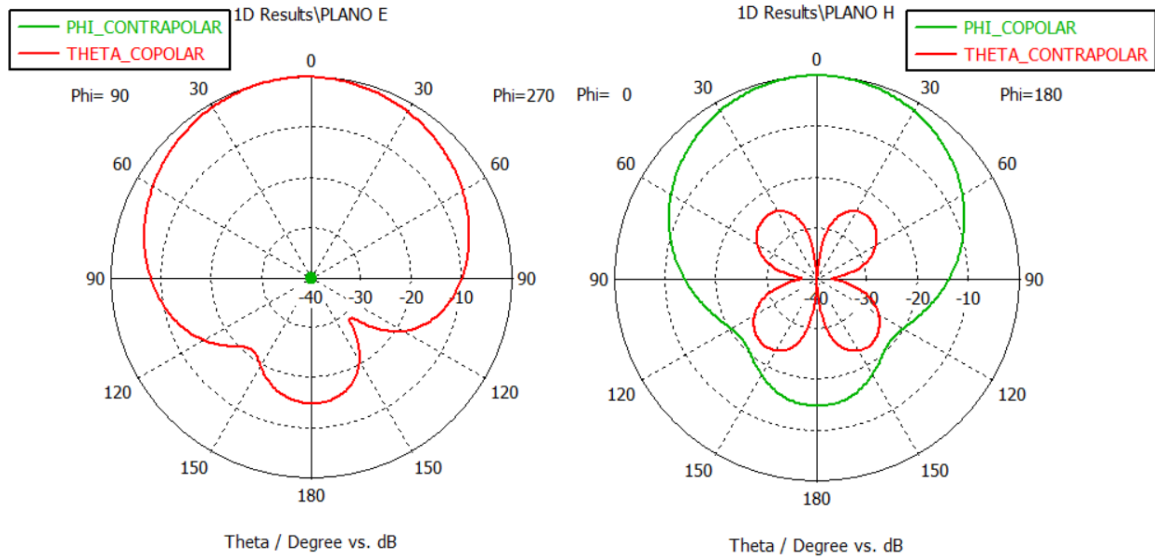


Figura 16. Cortes principales en el diagrama de radiación normalizado. Fuente propia.

La polarización de nuestra antena de parche es lineal vertical según el eje Y, debido a que la línea de alimentación se sitúa paralelamente a este eje. El plano E es el plano YZ, con componente copolar Theta, mientras que la componente contrapolar y por tanto la no deseada es Phi. En el plano H, que es el plano XZ, la componente copolar es Phi, mientras que la contrapolar es Theta. Como observamos Figura 16, en ambos planos principales el nivel de radiación contrapolar se sitúa por debajo de los -20 dB, por lo que son buenos resultados. Se comprueba también que el ángulo de máximo apuntamiento es $\text{Theta} = 0^\circ$.

3.2 Elemento resonante para trabajar a 2.45 GHz y 3.6 GHz

El objetivo principal es conseguir una antena MIMO multibanda, que trabaje a las frecuencias de 2.45 GHz, 3.6 GHz y 5.5 GHz. En el apartado 3.1 veíamos como diseñar la antena de parche para lograr una frecuencia de resonancia en 2.45 GHz, que finalmente con los cálculos teóricos y simulando quedaba en 2.416 GHz. En este apartado buscaremos ajustar más esta frecuencia y generar la frecuencia de 3.6 GHz. Para ello utilizaremos un elemento resonante cuya forma óptima ha resultado ser circular, como se ve en la Figura 17.

El elemento resonante está conectado a la antena de parche y actúa como ampliación de esta, por lo que hace que aparezcan otras frecuencias resonantes en mayor medida. Modificando su radio podemos desplazar las nuevas frecuencias sin afectar demasiado a la primera. Aprovecharemos esto para acercar lo máximo posible la frecuencia de 2.416 GHz a 2.45 GHz y a su vez hacer que exista otra frecuencia resonando en 3.6 GHz.

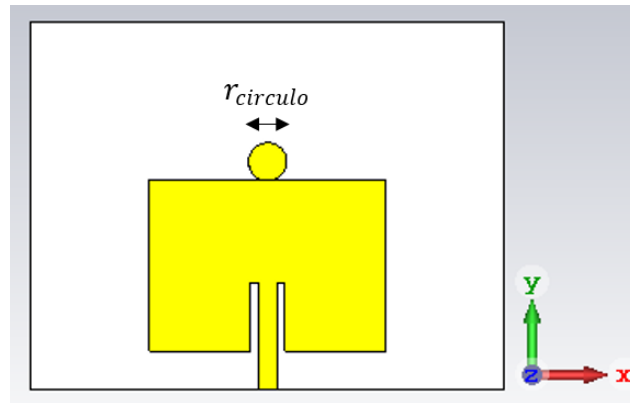


Figura 17. Antena de parche con elemento resonante. Fuente propia.

La anchura de la línea de transmisión ha sido levemente modificada hasta $W_0 = 3 \text{ mm}$ mientras que el radio del elemento circular tras varias optimizaciones ha quedado como $r_{\text{circulo}} = 3 \text{ mm}$. Otras alternativas probadas para conseguir las múltiples resonancias deseadas han sido las ranuras (*slots*) en la antena [17][18], elementos resonantes cuadrados, elípticos y triangulares, desplazados en el eje X o centrados, con distintas dimensiones. De todas estas posibilidades el elemento resonante circular situado en el centro ha sido el que presenta los mejores resultados, como se ve en la Figura 18.

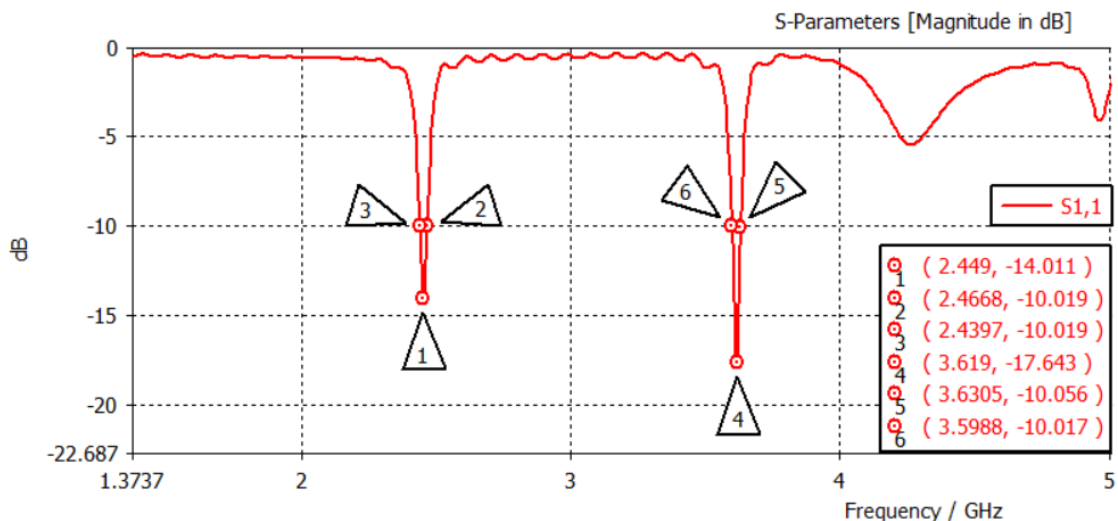


Figura 18. Parámetro $S_{1,1}$, parche modificado para trabajar a dos frecuencias. Fuente propia.

Fijándonos en el parámetro $S_{1,1}$ de la antena de parche con el elemento resonante tras la simulación, observamos como hemos conseguido que aparezca otra frecuencia en 3.62 GHz además de conseguir ajustar la anterior a 2.45 GHz. El ancho de banda alrededor de la frecuencia de 2.45 GHz es de 27 MHz, mientras que el ancho de banda en 3.62 GHz es de 32 MHz. La impedancia continua cercana a los 50Ω , concretamente es de 52.85Ω , extraída de la información del puerto de CST.

3.3 Antena MIMO multibanda de dos elementos en horizontal

Duplicando la antena de parche sobre el eje X obtenemos dos elementos iguales, con distancia entre centros $d_H = 74.52 \text{ mm}$, que es igual a la dimensión W_t . Tener dos antenas iguales repercute en tener los parámetros de reflexión y de transmisión de ambas antenas iguales, es decir $S_{1,1} = S_{2,2}$ y $S_{1,2} = S_{2,1}$, lo que significa que ambas antenas tendrán las mismas frecuencias de resonancia y que el acoplo entre ellas será recíproco.

Al tener dos antenas aparecen más frecuencias de resonancia, lo que utilizaremos en nuestro beneficio para conseguir trabajar también a 5.5 GHz, con lo que tendremos una antena MIMO multibanda de dos elementos que trabaja a las tres frecuencias objetivo. Buscaremos que el parámetro $S_{2,1}$ sea menor a -20 dB para que exista poco acoplo de señal entre ambas antenas.

En la Figura 19 se muestra la antena MIMO de dos elementos tras el duplicado.

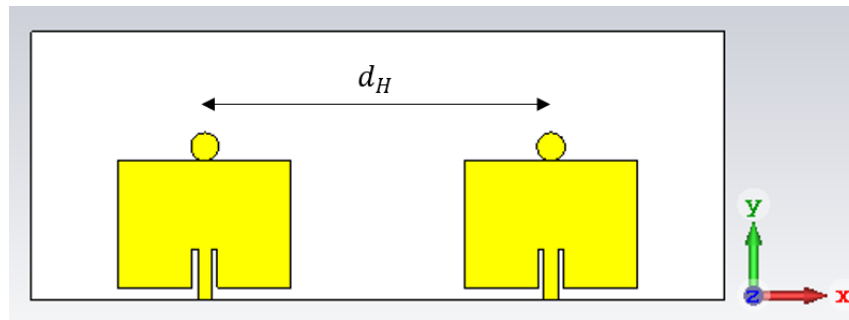


Figura 19. Antena MIMO de dos elementos en horizontal. Fuente Propia.

Como se veía en la Figura 15, nuestras antenas de parche son directivas, por lo que deberíamos llegar a conseguir un parámetro $S_{2,1}$ por debajo de los -15 dB con facilidad, al contrario que ocurriría si estuviéramos trabajando con otro tipo de diagramas de radiación.

La Figura 20 representa la respuesta en banda de nuestra antena MIMO de dos elementos.

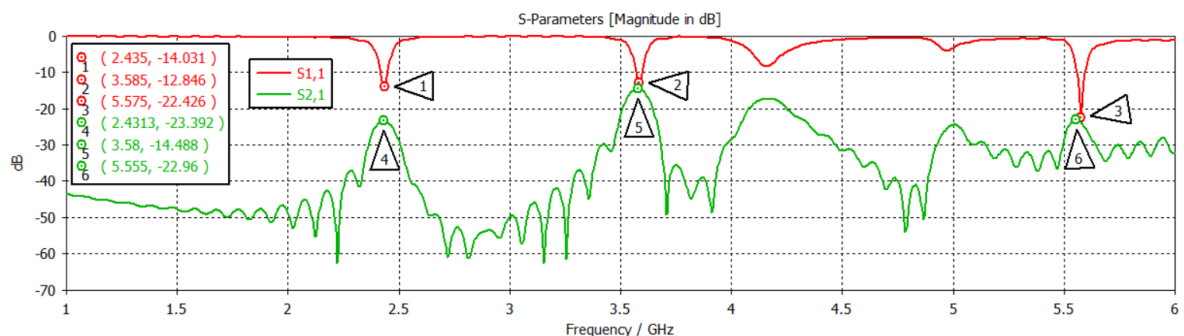


Figura 20. Parámetros S, antena MIMO de dos elementos en horizontal. Fuente propia.

Las frecuencias se han visto levemente desplazadas, siendo ahora de 2.435 GHz y de 3.585 GHz, pero al añadir otra antena ha aparecido una nueva resonancia en 5.575 GHz sin tener que hacer modificaciones en el diseño para conseguirla. Estas tres frecuencias se mantienen por debajo de los -10 dB y por tanto las antenas están bien adaptadas para trabajar en ellas. Los anchos de banda son de 31 MHz para la frecuencia de 2.435 GHz, de 28 MHz para 3.585 GHz y de 38 MHz para 5.575 GHz.

El parámetro $S_{2,1}$ se mantiene por debajo de los -20 dB en las frecuencias de 2.435 GHz y 5.575 GHz, pero en la frecuencia de 3.585 GHz toma un valor de -14.5 dB, por lo que debemos aplicar distintos métodos con el objetivo de reducir este valor lo máximo posible.

3.4 Barrera metálica y separación de los planos de masa

Una de las ventajas de construir antenas en tecnología *microstrip* es la posibilidad de obtener pequeñas dimensiones. Aunque aumentando la distancia entre antenas el parámetro $S_{2,1}$ mejoraría, se ha dejado la distancia d_H para conseguir un sistema lo más compacto posible y por tanto a la hora de intentar evitar el acoplamiento entre las antenas se han de utilizar otros métodos. En nuestro caso aplicaremos dos maneras diferentes a la vez, separar los planos de masa de las antenas y colocar barreras metálicas entre ambas antenas [19].

Se ha probado con distintas barreras verticales y horizontales con uno, dos y tres elementos, variando sus longitudes, anchuras y distancias entre ellos. De igual manera, la separación entre planos de masa ha sido variada hasta encontrar la distancia óptima, todo ello para bajar el parámetro $S_{2,1}$ por debajo de los -15 dB en todas las frecuencias de trabajo. La barrera óptima ha sido la formada por tres elementos metálicos verticales unidos por otro en horizontal situado en el centro de estos, como se ve en la Figura 21. El diseño final de la barrera toma las dimensiones de la Tabla 3, siendo la antena MIMO simétrica en el eje X.

Tabla 3. Dimensiones de la barrera vertical.

Dimensiones	mm
Anchura de los elementos verticales: $W_{elementos_verticales}$	2
Longitud de los elementos verticales: $L_{elementos_verticales}$	50
Anchura del elemento horizontal: $W_{elemento_horizontal}$	2
Longitud del elemento horizontal: $L_{elemento_horizontal}$	8
Distancia entre la barrera y la antena $d_{barrera_antena}$	12.63
Distancia entre los elementos de la barrera: $d_{elementos_barrera}$	3
Separación entre los planos de masa: d_{planos_masa}	12

La Figura 21 muestra la antena MIMO de la Figura 19 con una barrera metálica intermedia.

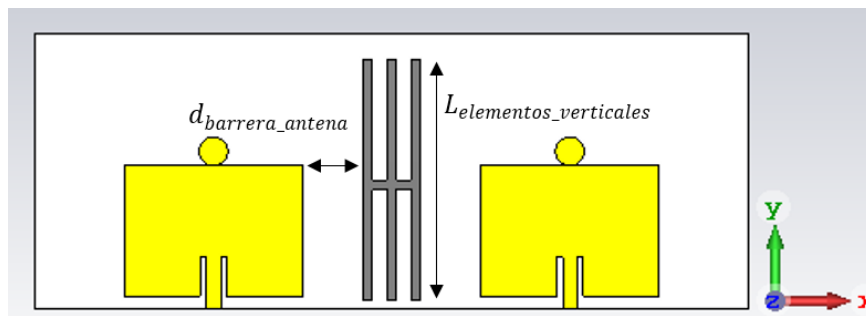


Figura 21. Antena MIMO de dos elementos en horizontal con barrera. Fuente propia.

La impedancia de entrada para la antenna MIMO horizontal con barrera es de 52.14Ω .

Mediante la Figura 22 se representa el corte que se ha hecho en el plano de masa.

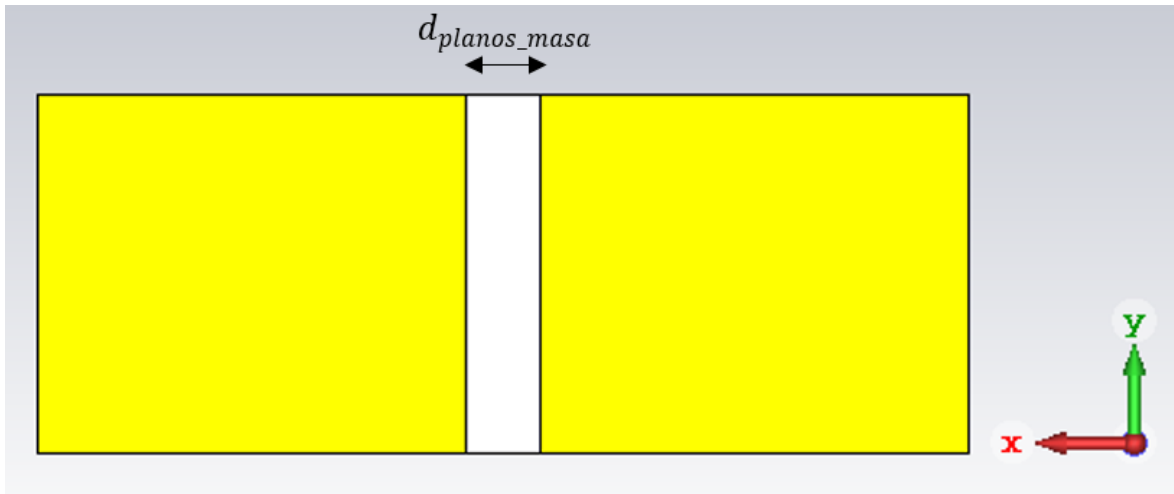


Figura 22. Separación entre planos de masa para la antena MIMO horizontal. Fuente propia.

La Figura 23 muestra los resultados tras la implementación de ambas mejoras combinadas.

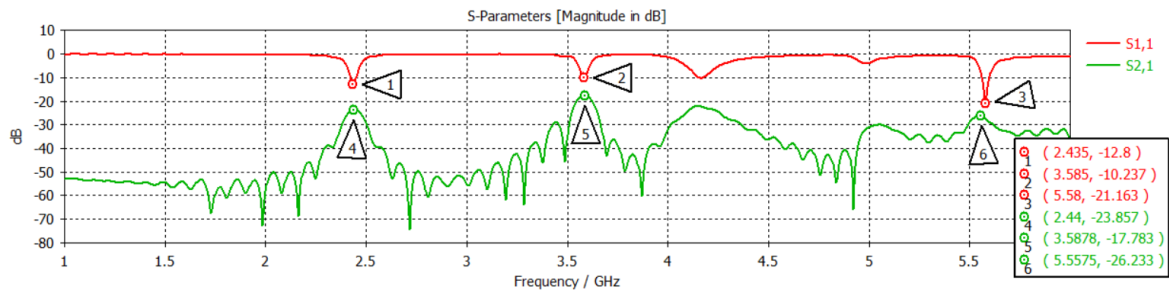


Figura 23. Parámetros S, antena MIMO de dos elementos en horizontal con barrera. Fuente propia.

Gracias a estas modificaciones se consigue bajar el parámetro $S_{2,1}$ a -17.783 dB en la frecuencia de 3.585 GHz, por lo que se ha logrado mejorar el coeficiente de transmisión entre las antenas y por tanto bajar el acoplamiento entre ellas. También se ha mejorado el parámetro $S_{2,1}$ en las demás frecuencias y por otra parte el parámetro $S_{1,1}$ no ha sido modificado y continúa siendo el mismo que veíamos en el apartado anterior.

Debido a que ya se cumplen las especificaciones al tener frecuencias de trabajo que resuenan correctamente en 2.435 GHz, 3.585 GHz y 5.58 GHz con bajo nivel de acoplamiento entre las antenas, podemos pasar a estudiar la antena MIMO de dos elementos, pero esta vez dispuestos de forma vertical. De la misma manera que en este caso con dos elementos dispuestos de forma horizontal buscaremos que resuenen las frecuencias deseadas y que no exista un gran coeficiente de transmisión entre las antenas.

Como se ha podido comprobar, el coeficiente de transmisión es máximo en las frecuencias de trabajo y por ello cuando se diseñan barreras entre los elementos de la antena MIMO se ha de tener especial cuidado en no empeorar el parámetro $S_{1,1}$ al intentar mejorar el $S_{2,1}$.

En sucesivos apartados intentaremos mejorar el coeficiente de transmisión hasta -20 dB.

3.5 Antena MIMO multibanda de dos elementos en vertical

Se duplica la antena esta vez en el eje Y. De esta forma obtenemos la antena MIMO multibanda de dos elementos dispuestos verticalmente. La distancia entre estos elementos es de $d_V = 82.56 \text{ mm}$ y quedan situados de manera simétrica como se ve en la Figura 24.

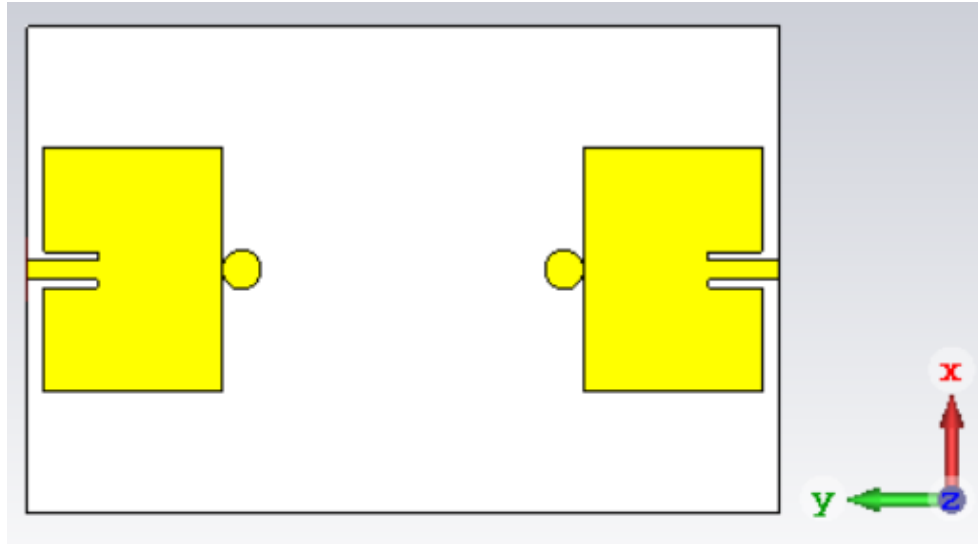


Figura 24. Antena MIMO de dos elementos en vertical. Fuente propia.

Tras simular obtenemos una impedancia de entrada en el puerto de 51.87Ω y los resultados representados en la Figura 25.

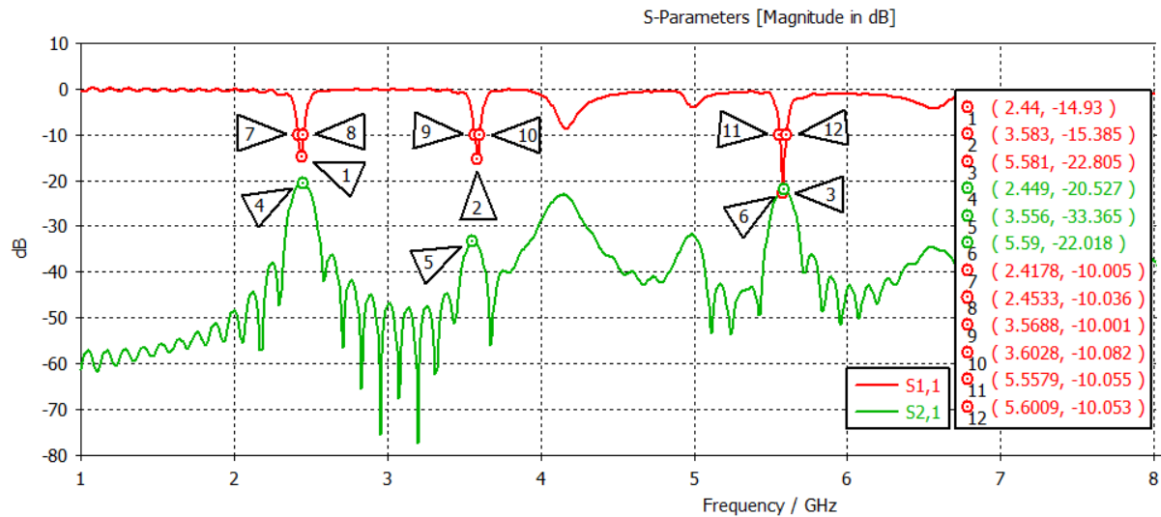


Figura 25. Parámetros S, MIMO con dos elementos dispuestos verticalmente. Fuente propia.

Al igual que en el caso horizontal, aparece una frecuencia de resonancia en 5.58 GHz, por lo que tampoco hemos de hacer modificaciones para conseguirla. El ancho de banda alrededor de la frecuencia de 2.44 GHz es de 35.5 MHz, el de 3.583 GHz es de 34 MHz y el de la frecuencia de 5.581 GHz es de 43 MHz.

El parámetro $S_{2,1}$ se mantiene por debajo de -20 dB en todas las frecuencias de trabajo, pero dado que la barrera anteriormente utilizada conseguía mejorar los acoplamientos radiados entre las antenas, estudiaremos el efecto que tiene en la nueva disposición vertical, esta vez sin la separación del plano de masa.

3.6 Barrera metálica en la disposición vertical

Tomando como referencia la barrera del capítulo 3.4, comprobamos que al contrario de como sucedía en la disposición en horizontal, la nueva barrera es óptima tomando la máxima longitud posible. En cuanto a la anchura de los elementos, continúa siendo la misma debido a que es la más favorable a la hora de disminuir el coeficiente de transmisión entre las antenas de parche diseñadas. Los elementos laterales son más cercanos al centro de esta. En la Tabla 4 se resumen las dimensiones de la barrera horizontal entre los dos elementos.

Tabla 4. Dimensiones de la barrera en horizontal.

Dimensiones	mm
Anchura de los elementos horizontales: $W_{\text{elementos horizontales}}$	2
Longitud de los elementos horizontales: $L_{\text{elementos horizontales}}$	94.52
Anchura del elemento vertical: $W_{\text{elemento vertical}}$	2
Longitud del elemento vertical: $L_{\text{elemento vertical}}$	6
Distancia entre la barrera y la antena: $d_{\text{barrera antena B}}$	22.61
Distancia entre los elementos de la barrera: $d_{\text{elementos barrera B}}$	2

La Figura 26 representa el diseño de la antena MIMO en CST con la barrera intermedia.

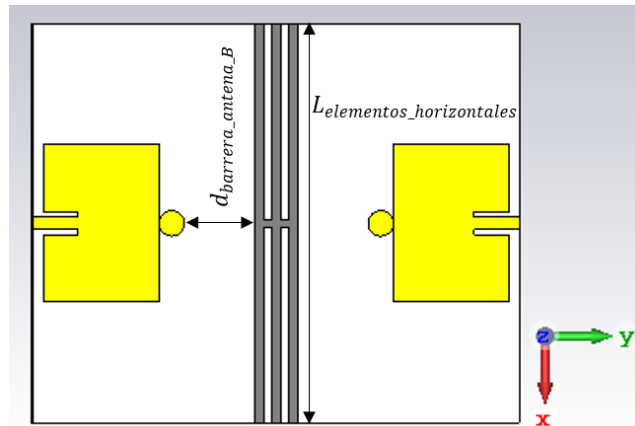


Figura 26. MIMO con dos elementos en vertical y barrera. Fuente propia.

Tras la simulación, obtenemos los resultados en parámetros S de la Figura 27.

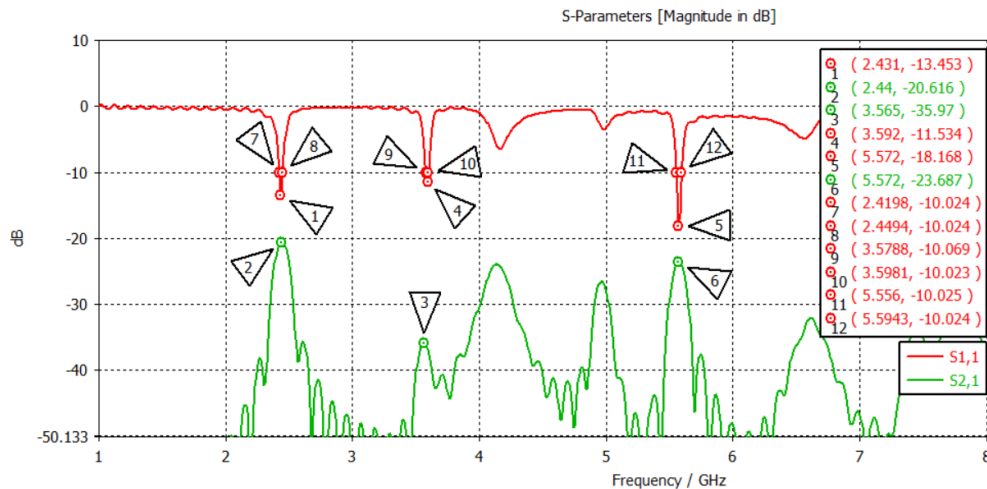


Figura 27. Parámetros S, MIMO con dos elementos en vertical y barrera. Fuente propia.

Como podemos observar, en la frecuencia de 2.45 GHz el coeficiente de reflexión se ve mejorado muy levemente, de -20.5 dB a -20.6 dB, en 3.6 GHz pasa de tener un acoplamiento de -33.36 dB a -35.97 dB y en 5.5 GHz de -22 dB a -23.7 dB.

Este tipo de barrera simple era más efectiva con la anterior disposición en horizontal, aunque no presenta malos resultados. Como hemos comprobado, mediante la utilización de barreras situadas entre las antenas de parche se consigue mejorar el parámetro $S_{2,1}$ de una manera global, siempre teniendo cuidado de no afectar al parámetro $S_{1,1}$ y por tanto no perjudicar a la correcta adaptación de nuestras antenas a las distintas frecuencias de trabajo.

Pero existen otros métodos para evitar el acoplamiento radiado entre antenas que son más precisos y que nos permitirían mejorar el parámetro $S_{2,1}$ a una sola frecuencia. El método más efectivo es la utilización de filtros, por lo que estudiaremos su diseño y simulación.

3.7 Filtros a partir de estructuras EBG

El objetivo de este apartado es la creación de un filtro rechaza banda para colocarlo a modo de barrera entre las antenas de parche, lo que hará que se evite el acoplamiento mutuo entre las antenas de parche a una frecuencia en concreto.

La principal referencia del apartado 3.7 es [20].

En nuestro caso, tenemos las antenas MIMO de dos elementos en disposición horizontal y vertical. En la disposición horizontal el mayor acoplamiento y por tanto el mayor valor para el parámetro $S_{2,1}$ se daba a la frecuencia de 3.6 GHz y en la disposición vertical el mayor acoplamiento se daba a la frecuencia de 2.45 GHz. Por ello diseñaremos dos filtros distintos, el primero rechazará la banda de 3.6 GHz y el segundo rechazará la frecuencia de 2.45 GHz.

Para conseguir filtros de pequeño tamaño que nos brinden un rechazo de banda muy preciso al eliminar las ondas electromagnéticas propagándose superficialmente a una frecuencia no deseada, utilizaremos las estructuras llamadas EBG (*Electromagnetic Band Gap*), concretamente las “*mushroom-like EBG structure*” como la representada en la Figura 28.

Mediante una línea de transmisión que conecte dos puertos y la estructura EBG podremos estudiar el parámetro $S_{2,1}$ y minimizar su valor para la frecuencia que queramos rechazar.

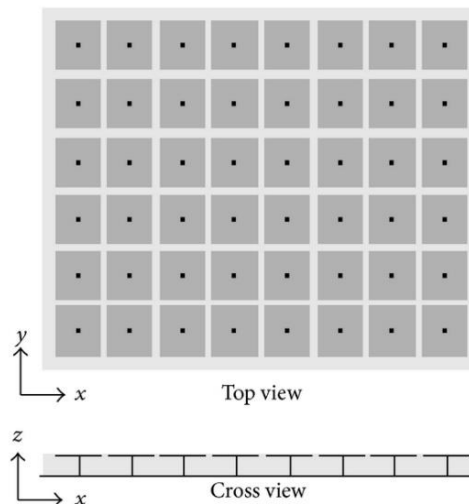


Figura 28. Estructura EBG tipo “Mushroom”. Fuente [21].

Esta estructura está generada por varios parches metálicos atravesados por vías metálicas que conectan los parches al plano de masa, como se observa en la Figura 28.

La estructura EBG actúa a modo de filtro LC rechaza banda y se genera un circuito equivalente como se ve en la Figura 29.

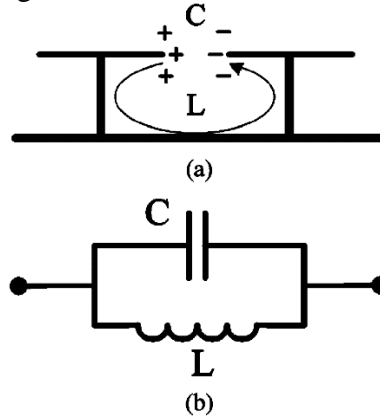


Figura 29. Circuito equivalente de la estructura EBG. Fuente [22].

Para conseguir ambos filtros se han utilizado cinco elementos, aunque a la hora de hacer la optimización para ser utilizado entre las dos antenas de parche el número puede variar. Aumentando la longitud conseguiremos rechazar una frecuencia más baja, por lo que esta dimensión es la más relevante, siendo la anchura y la posición de la vía metálica, parámetros utilizados para la optimización. La posición de la vía metálica también puede ser modificada, aunque comúnmente se sitúa en el centro de los elementos de la estructura EBG.

Las impedancias de los puertos son de 50Ω debido a la anchura de la línea de transmisión.

La Tabla 5 representa las dimensiones óptimas para rechazar la frecuencia de 3.6 GHz.

Tabla 5. Dimensiones del filtro EBG para rechazar la frecuencia de 3.6 GHz.

Dimensiones	mm
Anchura: $W_{EBG_3.6GHz}$	10
Longitud: $L_{EBG_3.6GHz}$	8
Anchura de la línea de transmisión: W_{LT_EBG}	3.1
Longitud del sustrato y plano de masa: $L_t\ EBG$	40
Anchura del sustrato y plano de masa: $W_t\ EBG$	74.52
Distancia entre los centros de elementos: $d_{centros_EBG}$	12.42

Con los valores de la Tabla 5 el diseño del filtro EBG es el representado en la Figura 30.

En este caso, al tratarse de un filtro, debemos fijarnos solo en los resultados del parámetro de transmisión entre ambos puertos situados a los extremos de la línea de transmisión, esto nos dará la información de que frecuencias son las que se transmiten en mayor y menor medida de un puerto a otro y al igual que sucede en las antenas MIMO, las transmisiones son recíprocas, por tanto $S_{2,1} = S_{1,2}$.

En la Figura 30 se aprecia el diseño del filtro realizado en CST con sus medidas principales. Las vías metálicas se sitúan en los centros y están conectadas al plano de masa por debajo.

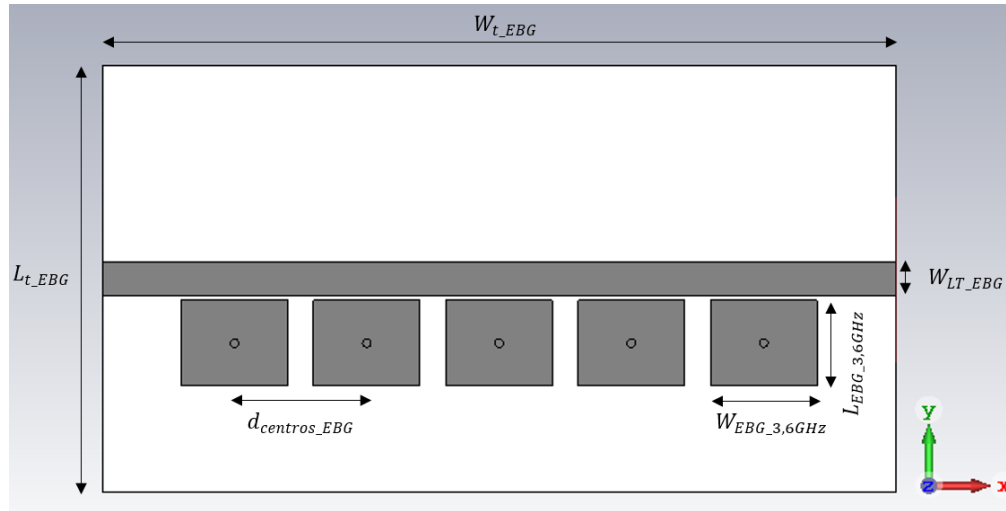


Figura 30. Filtro EBG que rechaza la banda de 3.6 GHz. Fuente propia.

Los resultados del coeficiente de transmisión aparecen en la Figura 31.

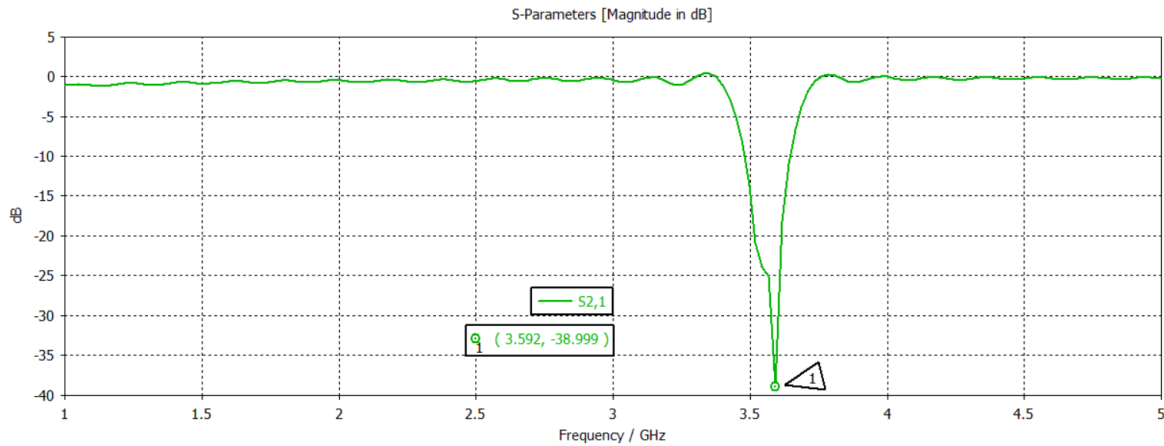


Figura 31. Coeficientes de transmisión para el filtro EBG rechaza banda 3.6 GHz. Fuente propia.

Como podemos comprobar en los resultados, el parámetro $S_{2,1}$ se sitúa en -39 dB en la banda de 3.59 GHz, lo que significa que para la banda de 3.6 GHz la señal no se transmite de un puerto al otro, o lo que es lo mismo, que es rechazada.

Por otra parte, en las demás frecuencias, donde el parámetro $S_{2,1}$ es cercano a cero, la señal no es filtrada, por tanto, el resultado de cero decibelios que pasado a números naturales sería $10^{0/20}$, resulta en el valor unidad, lo que significa que el 100% de la señal generada en el puerto 1 llega al puerto 2 y viceversa.

Ocurre lo contrario con los -39 dB en la frecuencia de 3.6 GHz, -39 dB pasado a unidades naturales es $10^{-39/20}$, es decir, aproximadamente 0.01, lo que significa que en la frecuencia de 3.6 GHz tan solo el 1% de la señal generada en un puerto llega al otro.

Debido a ello, este tipo de filtros aparte de ser compactos y de sencillo diseño nos brindan la oportunidad de rechazar una sola frecuencia entre dos puertos, por lo que podemos utilizarlos entremedias de nuestras antenas para evitar el acoplamiento a una frecuencia.

De igual manera que hemos realizado este filtro de 3.6 GHz se ha diseñado el filtro que rechaza la banda de 2.45 GHz, obteniendo las dimensiones que aparecen en la Tabla 6.

Tabla 6. Dimensiones del filtro EBG para rechazar la frecuencia de 2.45 GHz.

Dimensiones	mm
Anchura: $W_{EBG\ 2.45GHz}$	6.70
Longitud: $L_{EBG\ 2.45GHz}$	16
Anchura de la línea de transmisión: W_{LT_EBG}	3.1
Longitud del sustrato y plano de masa: L_{t_EBG}	40
Anchura del sustrato y plano de masa: W_{t_EBG}	74.52
Distancia entre los centros de elementos: $d_{centros_EBG}$	12.42

En la Figura 32 y 33 aparece el diseño del filtro en CST y sus resultados, respectivamente.

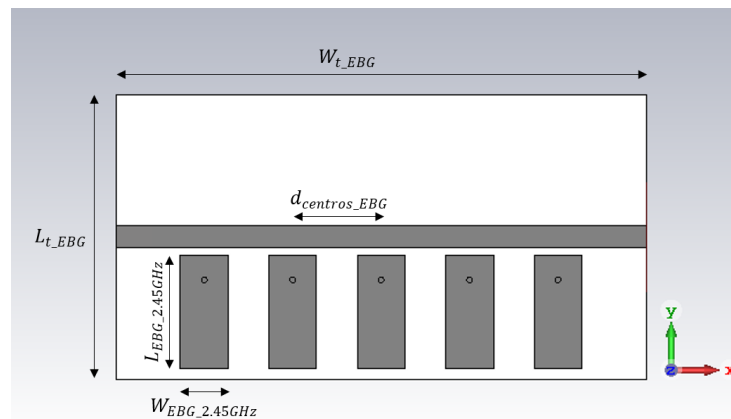


Figura 32. Filtro EBG rechaza banda 2.45 GHz. Fuente propia.

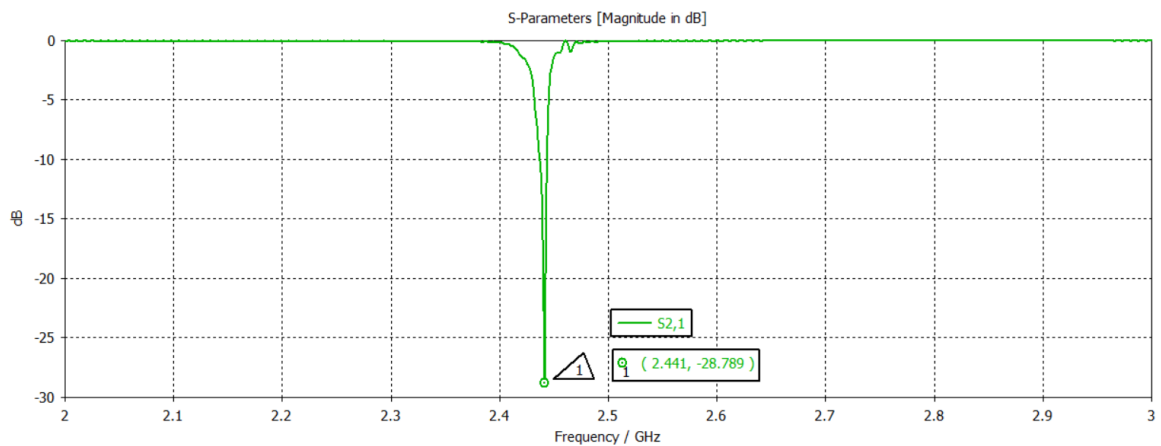


Figura 33. Coeficientes de transmisión para el filtro EBG rechaza banda 2.45 GHz. Fuente propia.

El coeficiente de transmisión se sitúa a un nivel de -28.79 dB en la frecuencia de 2.44 GHz, por lo que se consigue rechazar esta frecuencia correctamente.

Por tanto, los filtros creados mediante estructuras EBG son de gran importancia para ser colocados entre las antenas de parche y en los apartados posteriores se han utilizado estos filtros y variantes suyas optimizadas para conseguir rechazar solo una frecuencia, en contraposición a las barreras metálicas, que rechazaban una banda mucho más amplia.

3.8 Antena MIMO multibanda de dos elementos con filtro

Debido a que en la antena MIMO multibanda de dos elementos en disposición vertical se conseguía un acoplamiento cercano a -20 dB a la frecuencia de 2.45 GHz, se ha decidido implementar el filtro correspondiente para buscar una posible mejora. En la Figura 34 se muestra el filtro situado entre las antenas y en la Figura 35 los resultados en parámetros S.

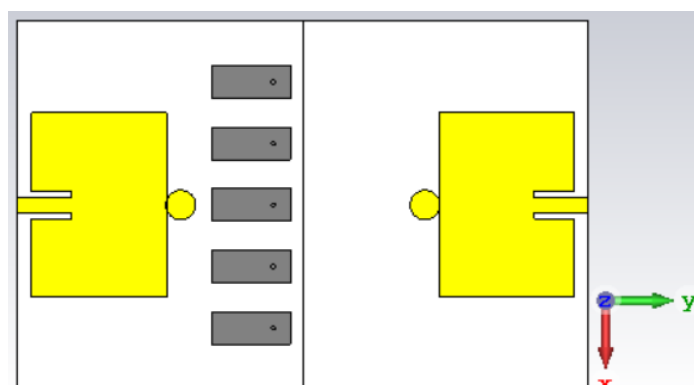


Figura 34. MIMO de dos elementos en vertical con filtro de 2.45 GHz. Fuente propia.

Algo curioso es que el filtro óptimo obtenido para rechazar la frecuencia de 2.45 GHz no tiene las vías que se conectan al plano de masa en su centro, si no en el mismo punto en el que se situaban en el filtro de 3.6 GHz, por lo que la longitud al crear este filtro solo ha sido aumentada hacia abajo. Tampoco se sitúa el filtro óptimo en el centro de ambas antenas, haciendo que la antena resultante no sea simétrica.

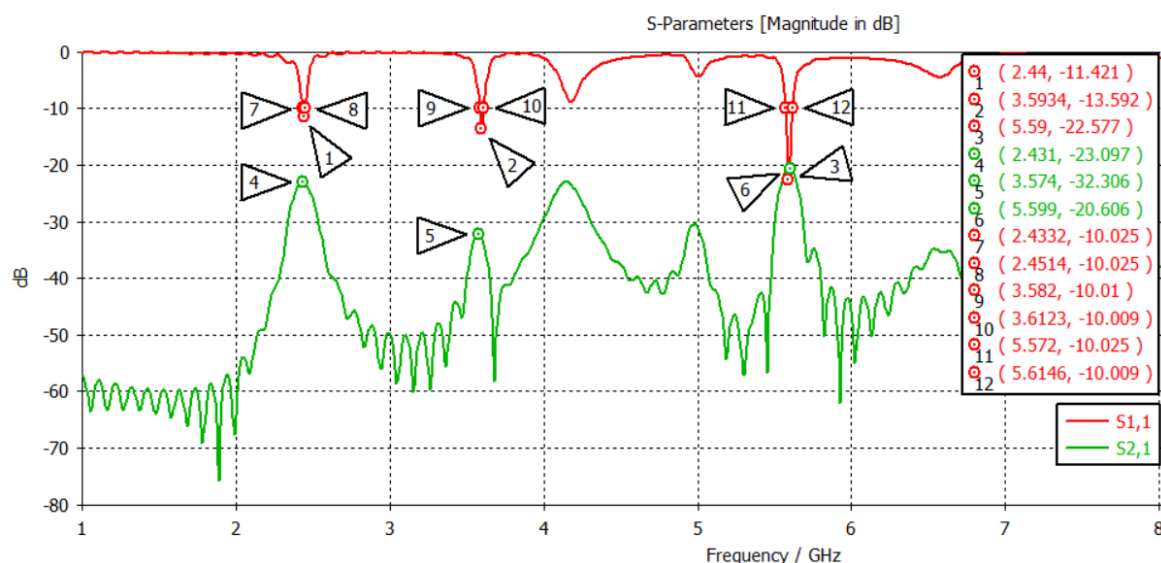


Figura 35. Parámetros S, MIMO de dos elementos con filtro de 2.45 GHz. Fuente propia.

Con la barrera metálica diseñada y simulada en el apartado 3.6 obteníamos un coeficiente de transmisión a la frecuencia de 2.45 GHz en -20.6 dB, pasando ahora a ser de -23.1 dB, por lo que a la frecuencia deseada se ha conseguido una mejora significativa. A pesar de ello, este diseño no ha sido seleccionado para la antena MIMO de cuatro elementos ya que a la frecuencia de 5.5 GHz la barrera metálica consigue que el coeficiente de transmisión sea de -23.7 dB mientras que con este filtro empeora a -20.6 dB. Esto se debe a que la barrera mejoraba mucha más banda de frecuencia y en este caso al solo mejorar una zona concreta con el filtro, el acoplamiento a la frecuencia de 5.5 GHz no se rechaza.

3.9 Antena MIMO de cuatro elementos con barrera vertical

En este apartado, al igual que en los tres siguientes, buscaremos que la antena MIMO de cuatro elementos trabaje a las tres frecuencias de diseño correctamente, a la vez que utilizaremos las distintas variantes de barreras para conseguir que los acoplamientos entre las cuatro antenas sean mínimos, sin perjudicar la correcta adaptación de la antena MIMO.

Las dimensiones del sustrato son $W_{t_MIMO4} = 189.04 \text{ mm}$ y $L_{t_MIMO4} = 115.392 \text{ mm}$, el doble que la antena de parche inicial. En este primer caso se ha utilizado la barrera vertical con el corte en el plano de masa, como aparece en la Figura 36.

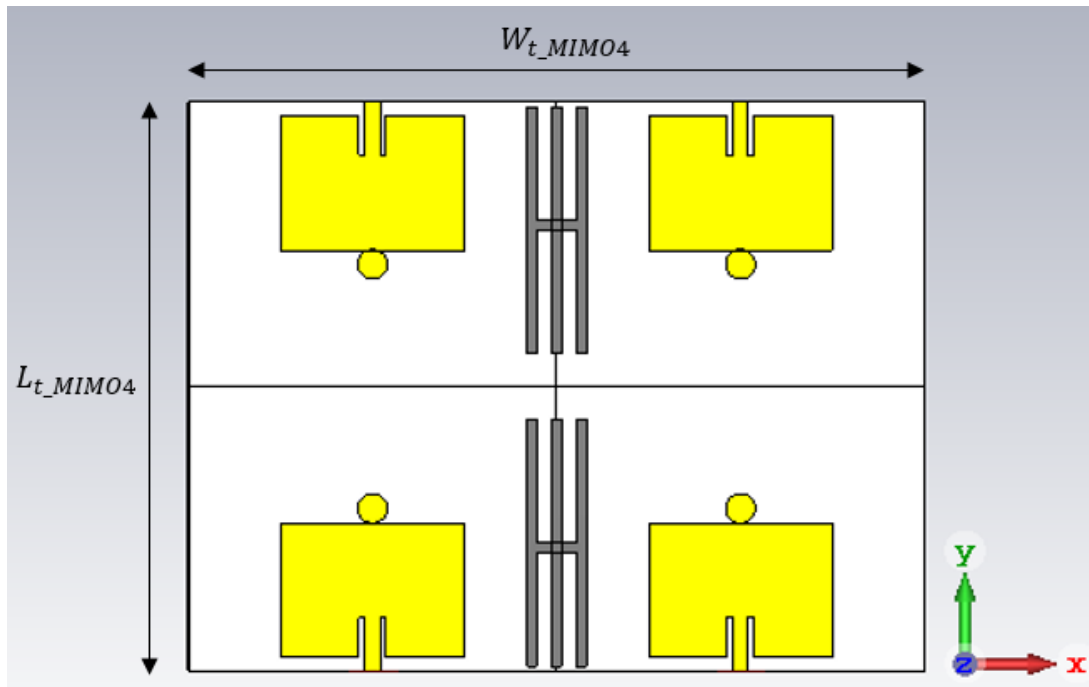


Figura 36. MIMO multibanda de cuatro elementos con barreras verticales. Fuente propia.

En la Figura 37 se muestran los resultados tras la simulación electromagnética en CST.

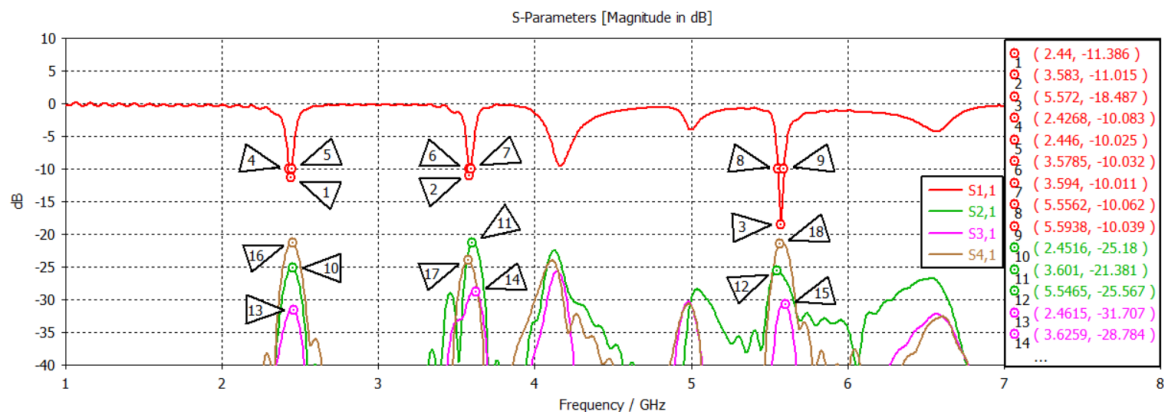


Figura 37. Parámetros S, MIMO con cuatro elementos y barreras verticales. Fuente propia.

Los resultados son buenos, cumpliendo todas las especificaciones, con unos anchos de banda en 2.45 GHz, 3.6 GHz y 5.5 GHz de 19 MHz, 15.5 MHz y 37.6 MHz respectivamente. Probaremos colocando también la barrera horizontal para intentar mejorar el parámetro $S_{2,1}$ a la frecuencia de 3.6 GHz ya que es el punto peor entre los coeficientes de transmisión.

3.10 Antena MIMO multibanda de cuatro elementos con barreras

En la antena MIMO de cuatro elementos, la barrera horizontal óptima resulta ser exactamente la misma que la vertical y no la horizontal que se obtenía en el apartado 3.6 de longitudes mayores. Por la parte posterior continúa el corte vertical en el plano de masa.

La Figura 38 muestra el diseño y la Figura 39 los resultados tras la mejora. Los marcadores indican los puntos de principal interés, que deben cumplir las especificaciones de estar por debajo de -10 dB para el coeficiente de adaptación y por debajo de -20 dB para el de transmisión. Según [23] se reduce el acoplo con barreras similares entre los elementos.

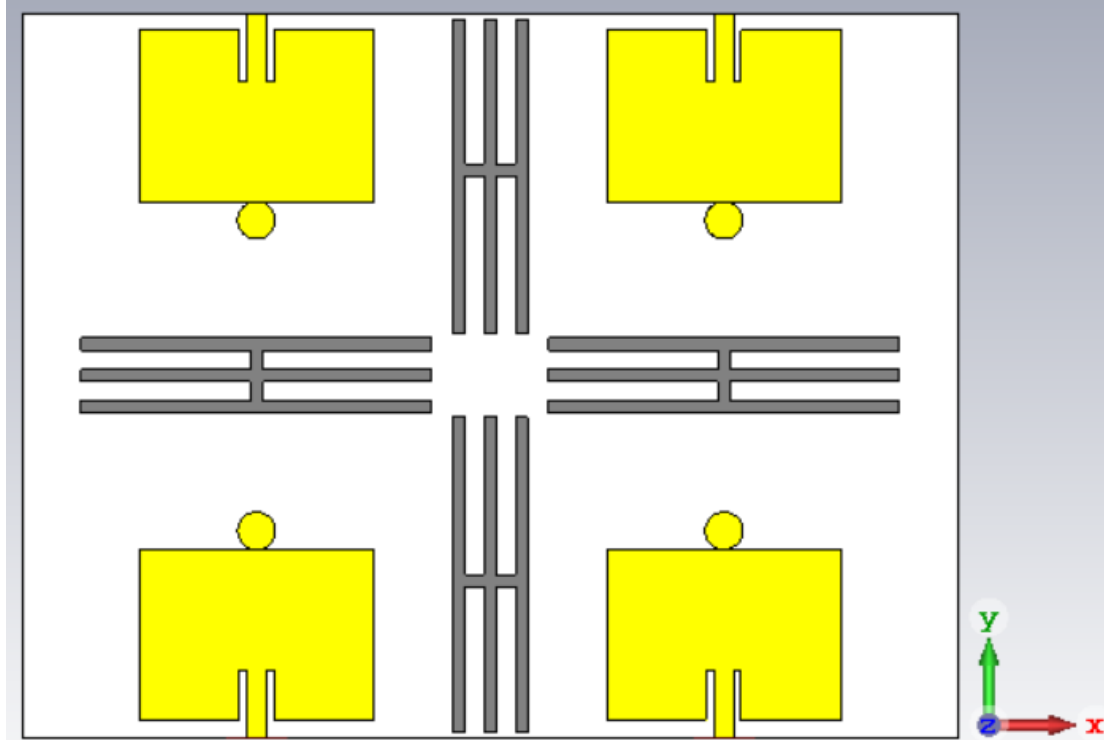


Figura 38. Antena MIMO de cuatro elementos con barreras. Fuente propia.

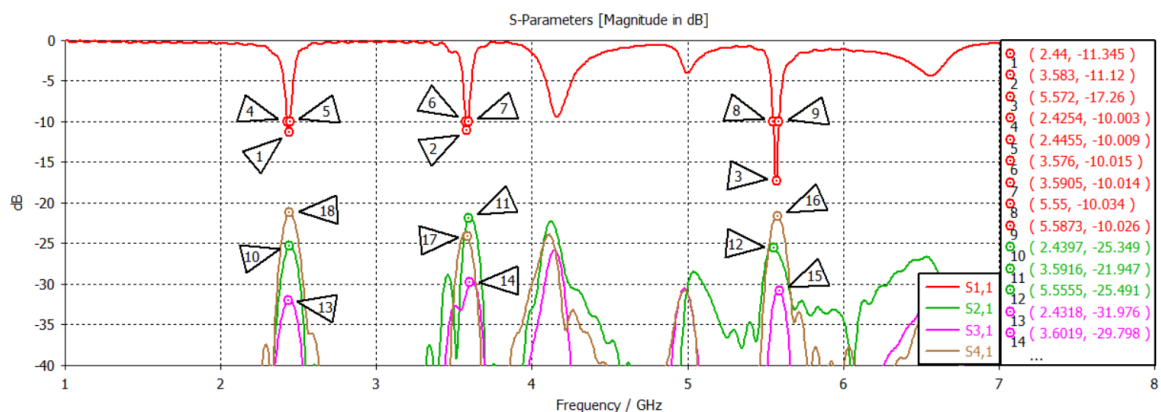


Figura 39. Parámetros S, MIMO de cuatro elementos con barreras. Fuente propia.

En este caso observamos como el parámetro $S_{2,1}$ a la frecuencia de 3.6 GHz ha pasado de ser -21.38 dB a -21.95 dB. Aunque se cumplen todas las especificaciones, el parámetro $S_{1,1}$ en 3.6 GHz se sitúa en -11.12 dB, por lo que también mejoramos el caso del apartado anterior. Aun así, haremos un último ajuste más fino utilizando los filtros para dar finalmente con la antena MIMO multibanda de cuatro elementos de parche óptima.

3.11 MIMO de 4 elementos con filtro de 3.6 GHz de 3 elementos

Para mejorar el coeficiente de transmisión en la banda de los 3.6 GHz, se implementará el filtro de 3.6 GHz con tres elementos y en el siguiente apartado con cinco elementos.

La longitud del filtro óptima para tres elementos es $L_{filtro_3,6GHz} = 10\text{ mm}$, con anchura $W_{filtro_3,6GHz} = 18\text{ mm}$ y distancia entre elementos $d_{filtro_3,6GHz} = 18.63\text{ mm}$. En la Figura 40 podemos ver la barrera vertical y el filtro de tres elementos horizontal.

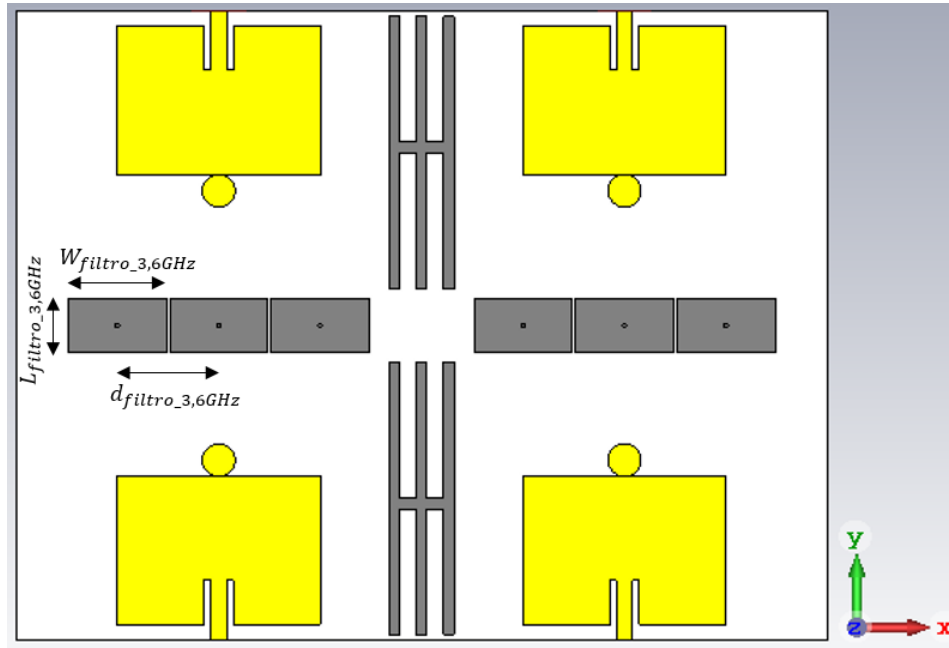


Figura 40. Antena MIMO de cuatro elementos con filtro a 3.6 GHz de 3 elementos. Fuente propia.

Mediante la Figura 41 se representan los resultados tras simular.

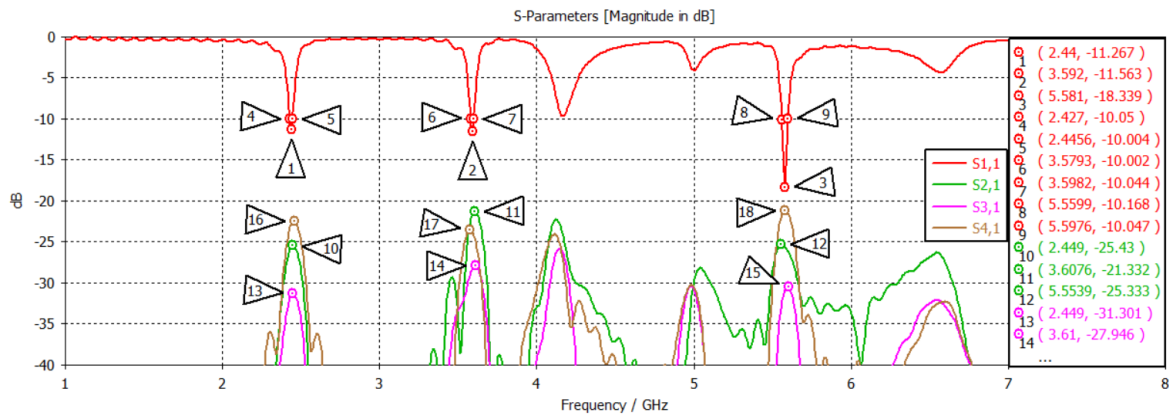


Figura 41. Parámetros S, MIMO de 4 elementos con filtro de 3.6 GHz de 3 elementos. Fuente propia.

Como podemos observar el coeficiente de adaptación a 3.6 GHz pasa de -11.12 dB en el caso anterior con barreras a -11.56 dB, aunque el peor coeficiente de adaptación, que se sitúa en 3.6 GHz, pasa de -21.95 dB a -21.32 dB. Todos los valores cumplen con las especificaciones, pero buscaremos mejorar los coeficientes de adaptación, ya que en 2.45 GHz y 3.6 GHz se sitúan próximos a -10 dB.

3.12 MIMO de 4 elementos con filtro de 3.6 GHz de 5 elementos

Para conseguir mejorar el caso anterior vamos a aplicar un filtro EBG horizontal que consiga rechazar la frecuencia de 3.6 GHz con cinco elementos. Como el filtro EBG estará conectado por la parte trasera al plano de masa mediante el uso de vías, no hay corte horizontal en los planos de masa. El filtro de cinco elementos una vez optimizado es de anchura $W_{\text{filtro_final_3,6GHz}} = 12 \text{ mm}$, longitud $L_{\text{filtro_final_3,6GHz}} = 5 \text{ mm}$ y distancia entre centros de elementos $d_{\text{filtro_final_3,6GHz}} = 12.42 \text{ mm}$. En la Figura 42 se muestra tanto el diseño de la antenna MIMO de cuatro elementos como su diagrama de radiación.

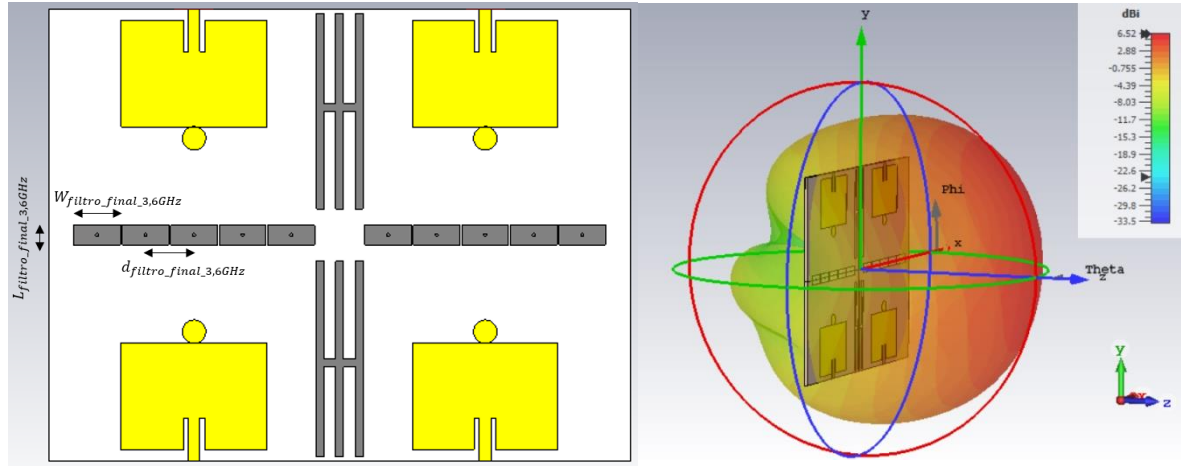


Figura 42. MIMO de cuatro elementos con filtro a 3.6 GHz y su directividad. Fuente propia.

Finalmente, mediante la Figura 43 se representan los parámetros S obtenidos tras simular.

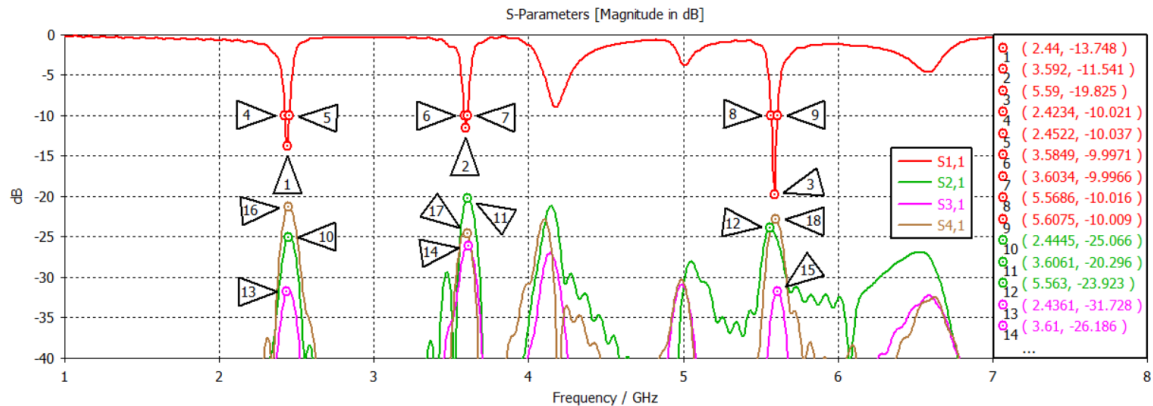


Figura 43. Parámetros S, MIMO de cuatro elementos con filtro a 3.6 GHz. Fuente propia.

El diagrama de radiación obtenido se propaga en dirección del eje Z positivo y su directividad es de 6.52 dBi por cada una de las antenas. La eficiencia de radiación es de 81.21%, superior al 70% teórico para arrays de antenas de parche, mientras que la eficiencia total es de 73.3%. La impedancia de entrada final obtenida es de 51.95 Ω . El parámetro $S_{1,1}$ ha pasado de -11.1 dB a -11.54 dB en 3.6 GHz. Finalmente, las frecuencias de resonancia exactas de la antenna MIMO multibanda de cuatro elementos son 2.44 GHz, 3.59 GHz y 5.59 GHz, con anchos de banda de 28.8 MHz, 18.5 MHz y 38.9 MHz respectivamente.

Con todos los coeficientes de adaptación por debajo de -10 dB y los coeficientes de transmisión por debajo de -20 dB, se cumplen correctamente las especificaciones que se definían en el apartado de objetivos en el capítulo 1 del TFG para la antenna multibanda.

4 Antena MIMO de banda ancha

4.1 Antena logarítmica periódica (LPDA), elemento unitario

Buscamos una antena MIMO de dos elementos, de banda ancha, que trabaje en la banda de 3 GHz a 11 GHz, con una ganancia directiva o directividad D_o mayor a 8 dBi. Tomaremos el mismo criterio que en el anterior capítulo para el coeficiente de adaptación, considerando que la antena trabaja y está correctamente adaptada en las frecuencias de trabajo cuando el parámetro $S_{1,1}$ esté por debajo de los -10 dB. La referencia principal del apartado es [24].

Para ello, utilizaremos una antena logarítmica de dipolos impresos (LPDA). Estos dipolos serán los que radien a las distintas frecuencia de trabajo, existiendo en la antena una denominada región activa para cada banda de trabajo. Según la frecuencia de trabajo esta región activa va cambiando, comenzando a ser otros dipolos los que radien. La región activa para la frecuencia superior se encuentra en los dipolos más cortos, mientras que para la frecuencia inferior se encuentra en los dipolos más largos.

Todos serán de longitud teórica $\frac{\lambda_o}{2}$, pero esta puede ser variada a la hora de optimizar.

En la Figura 44 se muestra el esquema típico de una LPDA.

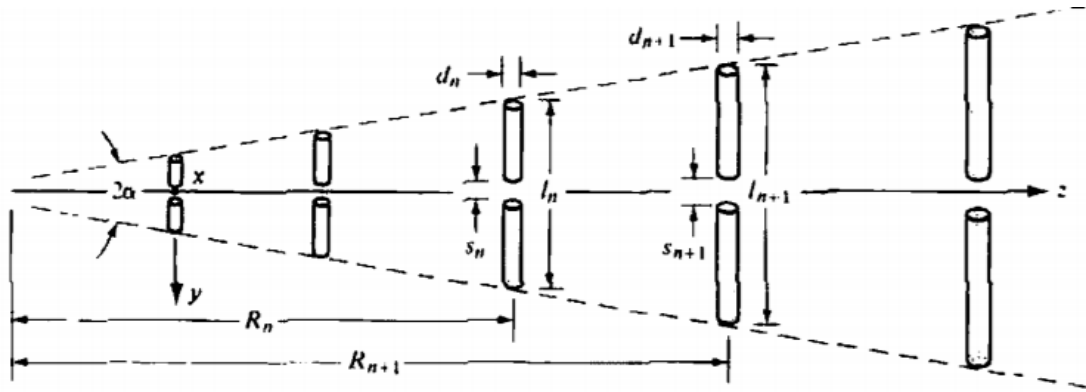


Figura 44. Antena logarítmica periódica. Fuente [24].

Al ser dipolos, presentan un diagrama de radiación bilobular en su plano E, que es el plano que los contiene y que por tanto contiene a la corriente que circula por ellos y un diagrama de radiación omnidireccional en su plano H, que es el plano perpendicular a los dipolos. Debido a esto y colocando los dipolos en el plano XY, la máxima dirección de radiación será en dirección positiva del eje Y, hacia los dipolos de menor tamaño.

Cada brazo del dipolo se situará a un lado distinto del sustrato [25] y todos serán alimentados por dos líneas de alimentación simétricas conectadas al mismo puerto, quedando por tanto los dipolos intercalados. En la parte trasera se dejará un pequeño cuadrado de metal a modo de aumento de la línea de transmisión, lo cual se conoce como “taper”.

El dipolo más cercano al puerto será el primero en ser calculado y será denominado L_1 .

La impedancia de entrada buscada será de 50Ω al igual que con la antena de parche. Para conseguir la ganancia deseada debemos fijarnos en la gráfica de Carrel en la Figura 45, que es una gráfica en la cual se representan las relaciones entre la ganancia y el factor de escala τ al igual que entre la ganancia y el espacio relativo entre los dipolos σ .

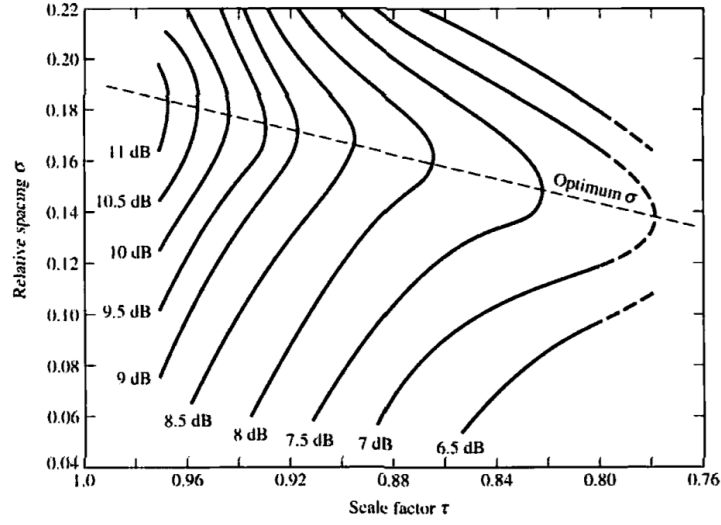


Figura 45. Espacio relativo y factor de escala en función de la ganancia directa. Fuente [24].

Al buscar una ganancia de al menos 8 dBi y utilizando la Figura 45, obtenemos un factor de escala $\tau = 0.895$ y un espacio entre elementos de $\sigma = 0.165$.

La frecuencia inferior es $f_{inf} = 3 \text{ GHz}$ y la frecuencia superior es $f_{sup} = 11 \text{ GHz}$, por lo que con la Ecuación (16) podremos obtener el número mínimo de elementos necesarios.

$$N = \left\lceil \frac{\log\left(\frac{f_{inf}}{f_{sup}}\right)}{\log(\tau)} \right\rceil + 1 \quad (16)$$

El número mínimo obtenido para la banda de 3 GHz a 11 GHz es de 13, pero utilizaremos $N = 15$ elementos para evitar tener posibles problemas en los dos extremos de la banda al escoger un valor teórico muy justo y quedarnos cortos en la práctica.

La longitud del elemento más grande la calcularemos para que el dipolo trabaje a una frecuencia de 2.4 GHz, por lo que la longitud del primer dipolo $\frac{\lambda_0}{2}$ será $L_1 = 62.34 \text{ mm}$.

Las demás longitudes se calculan utilizando la Ecuación (17) mediante un proceso iterativo.

$$L_n = L_{n-1} \tau \quad (17)$$

Por otra parte, la cotangente del ángulo α se calcula utilizando la Ecuación (18) y con las longitudes se obtienen las distancias relativas entre elementos mediante la Ecuación (19).

$$\cot g(\alpha) = \frac{4\sigma}{1-\tau} \quad (18)$$

$$D_{n-1,n} = \frac{1}{2} (L_{n-1} - L_n) \cot g(\alpha) \quad (19)$$

La Tabla 6 presenta los resultados teóricos para las 15 longitudes y las 14 distancias entre elementos, al igual que los prácticos tras realizar las optimizaciones recomendadas [26].

Tabla 7. Dimensiones calculadas teóricamente y obtenidas tras optimizar de la LPDA.

Resultados de las dimensiones	Teóricos (mm)	Prácticos (mm)
L_1	62.34	58.00
L_2	55.80	55.80
L_3	50.00	50.00
L_4	44.75	44.76
L_5	40.05	40.06
L_6	35.85	35.84
L_7	32.08	32.08
L_8	28.71	28.72
L_9	25.70	25.70
L_{10}	23.00	23.00
L_{11}	20.59	20.58
L_{12}	18.42	18.42
L_{13}	16.49	16.48
L_{14}	14.76	14.76
L_{15}	13.20	13.20
$D_{1,2}$	20.60	22.85
$D_{2,3}$	18.44	20.44
$D_{3,4}$	16.50	17.50
$D_{4,5}$	14.77	15.27
$D_{5,6}$	13.22	13.21
$D_{6,7}$	11.83	11.83
$D_{7,8}$	10.59	10.59
$D_{8,9}$	9.48	9.48
$D_{9,10}$	8.48	8.48
$D_{10,11}$	7.59	7.59
$D_{11,12}$	6.80	6.80
$D_{12,13}$	6.08	6.08
$D_{13,14}$	5.45	5.45
$D_{14,15}$	4.88	4.87

La longitud de la línea de transmisión es $L_{LT_log} = 226.55 \text{ mm}$, con una anchura de $L_{LT_log} = 3.75 \text{ mm}$. Las anchuras de todos los elementos son de 2 mm, a excepción del primero, cuya anchura es de 1.5 mm y del segundo, tercer y cuarto elemento, con anchuras de 1 mm. El sustrato mide 100 mm de ancho por 232.55 mm de largo. En caso de hacer el sustrato más pequeño para ahorrar espacio podríamos doblar los dipolos más largos [27]. El “taper” mide 3 mm de largo por 6 mm de ancho.

La impedancia de entrada se muestra en la Figura 46 y es muy cercana a 50Ω , con un modo Q-TEM al igual que sucedía con la antena de parche al ser un sistema abierto.

Mode type Quasi TEM
Line Imp. 49.5504 Ω

Figura 46. Impedancia de entrada de la antena LPDA. Fuente propia.

Mediante las Figuras 47 y 48 se muestra la antena LPDA y su coeficiente de adaptación.

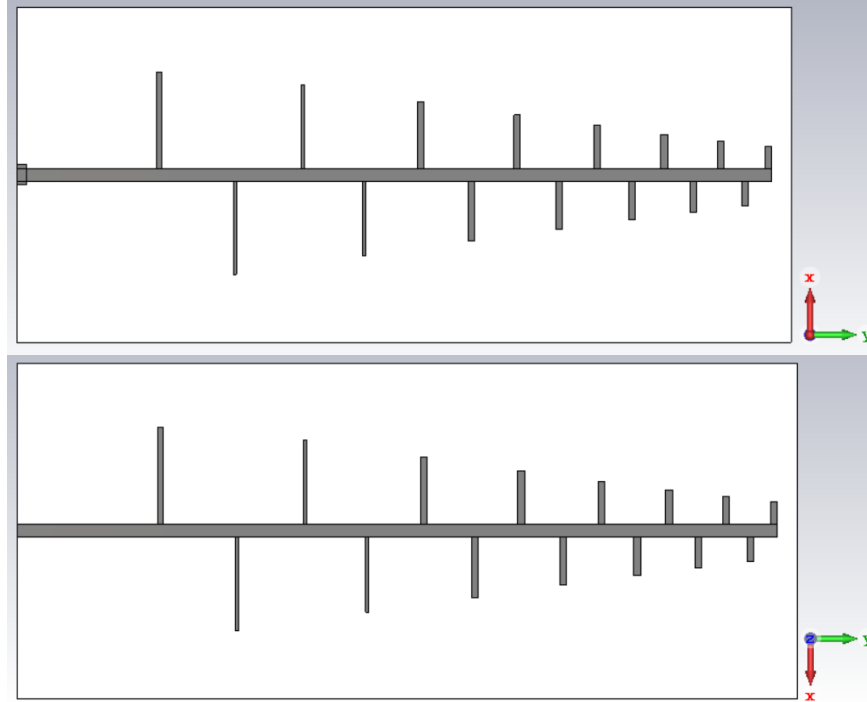


Figura 47. Antena LPDA. Fuente propia.

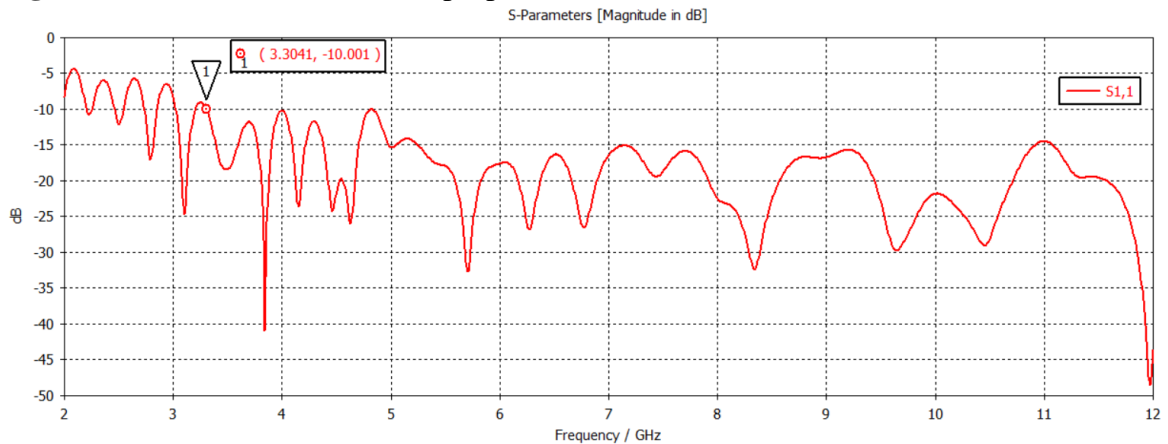


Figura 48. Parámetros S de la antena LPDA. Fuente propia.

En el parámetro $S_{1,1}$ podemos observar como la banda de trabajo comienza en 3.3 GHz y se extiende hasta sobrepasar los 11 GHz. Por tanto, en esta banda, la antena está correctamente adaptada, al situarse el coeficiente de adaptación por debajo de los -10 dB.

4.2 Antena MIMO de banda ancha de dos elementos con barrera

Duplicando la antena del apartado 4.1 y probando distintas barreras buscaremos un coeficiente de transmisión menor que en el capítulo anterior, concretamente que el parámetro $S_{2,1}$ esté por debajo de los -30 dB. Esto es debido a que la antena Log-Periódica es más directiva que nuestra antena de parche y por tanto existirá un menor acoplamiento mutuo.

Para ello, la barrera utilizada que ha resultado ser óptima ha sido una barrera doble inclinada, que abarca toda la longitud del sustrato. La anchura inicial es de 6 mm y la final del doble, 12 mm. Entre las barreras, al comienzo, hay una distancia de dos veces su anchura, 12 mm, mientras que al final, la distancia también es el doble de su anchura, es decir, 24 mm.

Las barreras que se utilizaron en el capítulo 3 no resultaron ser tan buenas como la doble barrera inclinada para la antena MIMO LPDA. Si colocásemos una de las antenas inclinada 90° conseguiríamos una sistema MIMO LPDA de polarización dual [28].

El elemento elíptico colocado en el extremo de la antena sirve como director de la radiación, actuando como una lente y brindando una mejor directividad [29]. Su eje mayor mide 8 mm mientras que su eje menor mide 4 mm y para colocarlo se ha aumentado el sustrato 10 mm de largo. Estos valores han sido optimizados para no perjudicar a la respuesta en banda.

Con las Figuras 49 y 50 se muestra la antena MIMO LPDA y su respuesta en parámetros S.

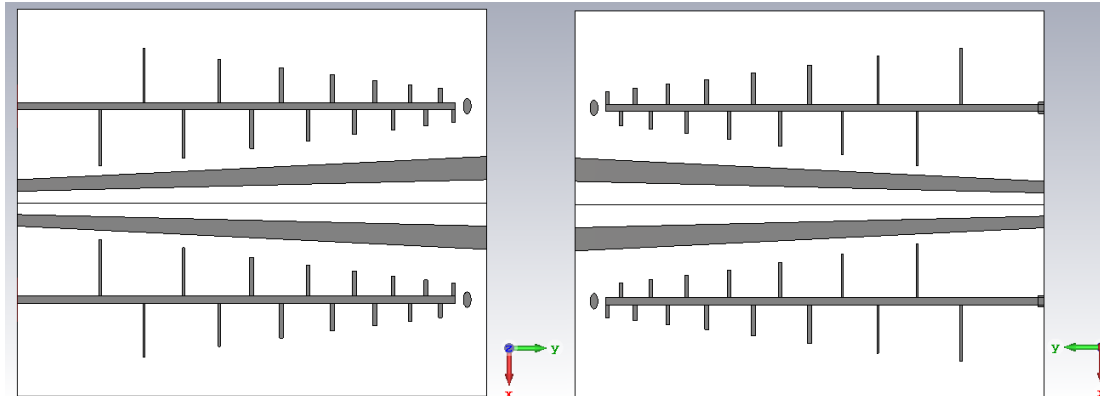


Figura 49. Antena MIMO LPDA con barrera inclinada intermedia. Fuente propia.

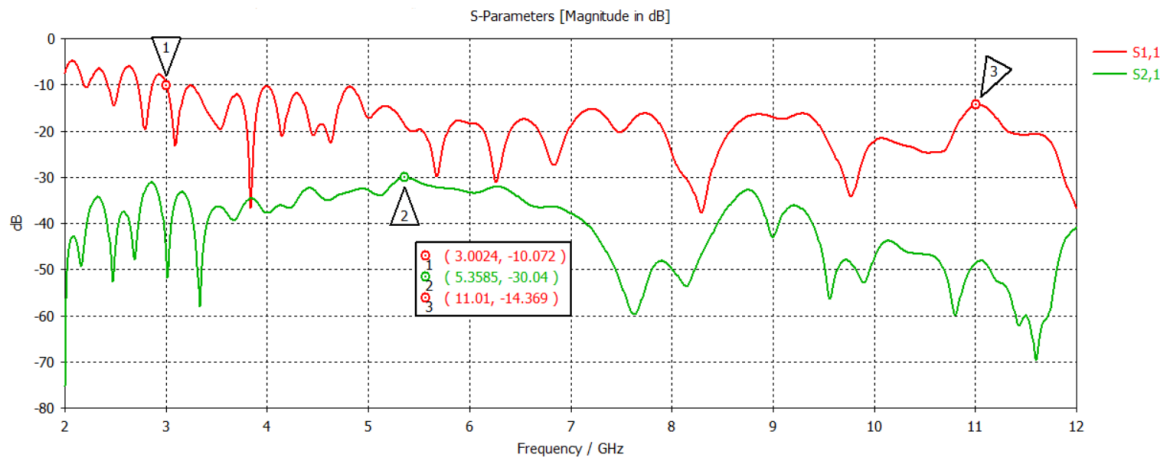


Figura 50. Parámetros S y directividad de la MIMO LPDA con barrera. Fuente propia.

La impedancia de entrada en el puerto de la antena MIMO de dos elementos LPDA ha sido de 49.66Ω , por lo que al situarse cercana a los 50Ω se cumple con esta especificación.

Observamos como en la banda de 3 GHz a 11 GHz la antena MIMO de dos elementos LPDA trabaja correctamente, con el coeficiente de adaptación menor a -10 dB y el coeficiente de transmisión por debajo de -30 dB. Los marcadores indican los extremos de la banda y el punto de peor acoplamiento, en -30.04 dB a 5.36 GHz. Por otra parte, la directividad es de 8.65 dBi para cada antena, superior a 8 dBi teóricos debido al elemento elíptico colocado.

Finalmente, todas las especificaciones se han cumplido correctamente para la antena MIMO de banda ancha formada por dos antenas logarítmicas periódicas de dipolos (LPDA), abordando todos los objetivos destacados en el capítulo 1.

5 Conclusiones y trabajo futuro

5.1 Conclusiones

En el TFG se han ido cumpliendo todos los objetivos tanto para la antena MIMO multibanda de cuatro elementos como para la antena MIMO de banda ancha de dos elementos. Al inicio del curso, el TFG solo iba a contener la antena MIMO multibanda de cuatro elementos, pero debido a la buena gestión del tiempo se consiguió ampliar para que también abarcara la antena MIMO de banda ancha de dos elementos. Por el contrario, debido a la crisis del “COVID-19” no se pudo realizar el apartado de construcción y el TFG se centró en el diseño y la simulación de ambas antenas.

Mediante programas profesionales como CST, se logran realizar simulaciones electromagnéticas muy precisas con las cuales se consiguen los diagramas de radiación, características de las antenas y parámetros S. Algo que es importante destacar y tener en cuenta es que las simulaciones, para las antenas de un único elemento, tardan solamente unos minutos, pero a medida que se diseñan antenas más complejas, como la antena multibanda de cuatro elementos, con barreras, filtros, varios puertos y se aumenta el rango de simulación, estas pueden llegar a tardar varias horas en dar los resultados, llegando a no poder simular en varias ocasiones debido a la falta de memoria RAM en algunos equipos informáticos.

La tecnología MIMO permite combinar varias antenas tanto en el transmisor como en el receptor formando un sistema capaz de utilizar la propagación multicamino a su favor. A la hora de diseñar estas antenas, como hemos visto, es muy importante centrarse en las barreras metálicas para evitar los acoplamientos radiados entre las antenas, que, aunque sean directivas y se sitúen a una distancia prudencial, afectan en gran medida a la respuesta global del sistema. La tecnología *microstrip*, nos brinda la oportunidad de construir y diseñar antenas que trabajen en el rango de los Gigahercios de una manera sencilla y barata. Además, las barreras entre las antenas de parche no generan un coste económico extra, ya que son generadas con la misma lámina de cobre que los propios parches.

Los resultados del TFG han sido realmente satisfactorios y su creación muy didáctica.

5.2 Trabajo futuro

Un posible trabajo futuro sería la realización de las mismas antenas implementando distintos tipos de sustratos, al igual que modificar los ya implementados.

Se podría probar a modificar el sustrato de la antena logarítmica periódica para que tomara una forma más triangular y adaptada a la antena final, de esta forma se ahorraría espacio y dinero a la hora de la fabricación.

Una vez cumplidas las especificaciones y los objetivos requeridos tras las simulaciones en el software CST, la ampliación natural del TFG sería proceder a la fabricación de las antenas en la fresadora PCB ProtoMat S1000 de la empresa *Laser & Electronics* que hay en el laboratorio de circuitos impresos. Tras ello, se realizarían las medidas experimentales en la cámara anecoica, logrando así el menor ruido e interferencias posibles para obtener los resultados con el analizador de redes. De esta manera se podrían comparar los resultados precisos de las simulaciones electromagnéticas del programa profesional CST con los resultados reales.

Referencias

- [1] Peshal B. Nayak, Sudhanshu Verma and Preetam Kumar. A Novel Compact Tri-Band Antenna Design for WiMAX, WLAN and Bluetooth Applications. Indian Institute of Technology Patna. 2014.
- [2] Pracha Osklang, Chuwong Phongcharoenpanich and Prayoot Akkaraekthalin. Triband Compact Printed Antenna for 2.4/3.5/5 GHz WLAN/WiMAX Applications. International Journal of Antennas and Propagation. Agosto de 2019.
- [3] Dhirgham K. Naji. Design of Compact Dual-band and Tri-band Microstrip Patch Antennas. International Journal of Electromagnetics and Applications. 2018.
- [4] IEEE Standards Association. IEEE Std 802.11n-2009.
- [5] Alberto Martín Pernía. Tema 4. Telecomunicación. Sistemas de Comunicaciones Electrónicas. Universidad de Oviedo.
- [6] José Luis Masa Campos. Tema 1. Introducción a la compatibilidad electromagnética. Antenas y Compatibilidad Electromagnética. Escuela Politécnica Superior. Universidad Autónoma de Madrid. 2020.
- [7] IEEE Standards Board. IEEE Std 145-2013. IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas.
- [8] IEEE. IEEE Std 521-2019 IEEE Standard Letter Designations for Radar-Frequency Bands. Febrero de 2020.
- [9] José Luis Masa Campos. Tema 2. Conceptos básicos de antenas (fuentes interferentes radiadas). Asignatura: Antenas y Compatibilidad Electromagnética. Escuela Politécnica Superior. Universidad Autónoma de Madrid. 2020.
- [10] J. E. Roy and L. Shafai. Generalization of the Ludwig-3 Definition for linear co-polarization and cross-polarization. IEEE. 2017.
- [11] José Luis Masa Campos. Tema 4. Agrupación de Antenas (Arrays). Antenas y Compatibilidad Electromagnética. Escuela Politécnica Superior. Universidad Autónoma de Madrid. 2020.
- [12] José Luis Masa Campos. Tema 3, Parte 2. Antenas impresas. Antenas y Compatibilidad Electromagnética. Escuela Politécnica Superior. Universidad Autónoma de Madrid. 2020.
- [13] José Luis Masa Campos. Tema 5, Parte 2. La línea microstrip. Transmisión por Soporte Físico. Escuela Politécnica Superior. Universidad Autónoma de Madrid. 2011.
- [14] Würth elektronik. Standard FR4 TG135 Datasheet.
- [15] Daniel Mammo. Design and Simulation of Multiband Microstrip Patch Antenna for Mobile Communications. Addis Ababa University, Ethiopia. 2006.

- [16] Gehan Sami, Mahmoud Mohanna and Mohamed L. Rabeh. Tri-band microstrip antenna design for wireless communication applications. NRIAG Journal of Astronomy and Geophysics. 2013.
- [17] Prasanna Paga, H.C. Nagaraj and T.S. Rukmini. Design of Dual band Slotted Microstrip Patch Antenna for Wi-Fi & Wi-Max Applications. International Journal of Applied Engineering Research. Volume 13, Number 11, pp. 10082-10093. 2018.
- [18] Ajay Dadhich and J. K. Deegwal. Multiband microstrip patch antenna with rectangular slots on patch for bluetooth and c-band applications. International Journal of Engineering & Technology. 2018.
- [19] Alaa H. Radhi Thuwaini. Mutual Coupling Suppression in Multiple Microstrip Antennas for Wireless Applications. Brunel University London. 2018.
- [20] Elena Asensio Seco. Estructura EBG para la disminución de la radiación trasera en parches. Departamento de Teoría de la Señal y Comunicaciones. Universidad Carlos III de Madrid. 2012.
- [21] Md. Shahidul Alam, Norbahiah Misran, Baharudin Yatim and Mohammad Tariqul Islam. Development of Electromagnetic Band Gap Structures in the Perspective of Microstrip Antenna Design. International Journal of Antennas and Propagation. 2013.
- [22] Long Li. Locally Resonant Cavity Cell Model for Electromagnetic Band Gap Structures. Xidian University. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2006.
- [23] Chandan Kumar Ghosh. A compact 4-channel microstrip MIMO antenna with reduced mutual coupling. Department of Electronics and Communication Engineering, Dr. B. C. Roy Engineering College, Durgapur 713206, India. 2016.
- [24] John Wiley & Sons, Inc. C. A. Balanis, Antenna Theory, Analysis and Design, 2nd edition. Chapter 11.4 Log-Periodic Antennas. Arizona State University. 1997.
- [25] Marek Bugaj, Marian Wnuk and Rafal Przesmycki. Microstrip broadband LPDA antenna on VHF and UHF bands. Military University of Technology, Warsaw, Poland. 2nd URSI AT-RASC. 2018.
- [26] Keyur K. Mistry, Pavlos I. Lazaridis, Zaharias D. Zaharis, Thomas D. Xenos, Emmanouil N. Tziris, Ian A. Glover. An optimal design of printed log-periodic antenna for L-band EMC applications. IEEE EMC & APEMC Symposium. 2018.
- [27] Fulin Du and Long Jin. Research on Miniaturization of Log-periodic Dipole Arrays Using Folded Dipole. IOP Conference Series: Earth and Environmental Science. 2018.
- [28] Li-yan CHEN, Jing-song HONG, Muhammad AMIN. A Twelve-Ports Dual-Polarized MIMO Log-Periodic Dipole Array Antenna for UWB Applications. University of Electronic Science and Technology of China. 2019.
- [29] Wayne Tomasi. Sistemas de Comunicaciones Electrónicas. Cuarta Edición. DeVry Institute of Technology Phoenix, Arizona. 2003.

